

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université Mohamed Boudiaf M'sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N° :



FILIERE : ELECTRONIQUE
Spécialité : Instrumentation

Mémoire présenté pour l'obtention
du diplôme de Master Electronique
Spécialité : Instrumentation

Préparé par :

Abdelli Imane et Benchouikh Fedoua Oumsaad

**Intitulé : Commande en boucle fermée d'un
convertisseur DC-DC en cascade avec un
onduleur de tension triphasé**

Soutenu devant le jury composé de :

Mezache Amar	Professeur, Université de M'sila	Président
Zorig Abdelmalik	MCB, Université de M'sila	Rapporteur
Guichi Amar	MCA, Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2021-2022

Dédicace

À ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

À ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage.

À qui je dois de l'amour et la reconnaissance, mes chers parents: Mohamed et Aoues Fatima.

À Mes Frères:

Yahia et Aissa

À Mes Sœurs:

Lina, Meriem, Chaïma et Arwa

À Ma famille et tous mes Proches.

Et à tous qui me connaît et compte sur moi...

Tous mes Amis(es)

IMANE

Dédicace

*A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de
fierté, de sagesse et de patience.*

*A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon
courage, à qui je*

Dois de l'amour et la reconnaissance.

Mes chers Parents : Larbi, Houcher Nachida.

Mes Frères

Mohamed El-Mehdi et Mohamed El-Amine

Ma Sœur

Balkis

Ma Famille et tous mes Proches.

Et à tous qui me connaît et compte sur moi...

Tous mes Amis(es)

FEDOUA

Liste des Figures

Chapitre I

Figure (I.1) : Circuit électrique du convertisseur boost _____	4
Figure (I.2). Circuits équivalents du convertisseur boost lorsque l'interrupteur K est fermé. ____	4
Figure I.3. Circuits équivalents du convertisseur boost lorsque l'interrupteur K est ouvert. ____	5
Figure I.4 : Ondulation du courant de l'inductance dans le cas de MCC. _____	7
Figure I.5. Forme d'onde du courant du condensateur de sortie du convertisseur boost fonctionne dans le mode de conduction continu. _____	8
Figure I.6 : Principe de la technique PWM. _____	8
Figure I.7: Structure de commande du convertisseur boost à base des régulateurs PI. _____	9
Figure I.8 : Boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur boost. _____	10
Figure I.9 : Boucle de régulation du courant d'entrée du convertisseur. _____	11
Figure I.10: Performances du convertisseur boost vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence : (a) Tension de sortie du convertisseur avec sa consigne, (b) Courant de l'inductance avec sa référence, (c) Rapport cyclique. _____	12

Chapitre II

Figure II. 1 : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. _____	15
Figure II. 2 : Commutation dangereuse (interdite). _____	15
Figure II. 3 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimente une charge via un filtre LC. _____	17
Figure II. 4 : Diagramme de commutation pour un onduleur à 2 niveaux. _____	20
Figure II.5: Limitation du vecteur de référence _____	21
Figure II.6 : Répartition des vecteurs de tension à appliquer pour chaque secteur. _____	23
Figure II.7 : Structure de la commande linéaire d'un onduleur de tension débite alimente une charge résistive via un filtre LC. _____	25
Figure II. 8 : Boucle de régulation de la tension du bus continu _____	26

Figure II.9 : Schéma de régulation des courants de l'onduleur. _____	26
Figure II.10 : Performance de l'onduleur lors d'une variation de la tension de référence, (a) Tension directe la charge avec sa référence, (b) et (c) Zoomes de la figure (a), (d) Tension quadratique de la charge avec sa référence, (e) et (f) Courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (g) Tension d'une phase de la charge avec sa référence. _____	28

Chapitre III

Figure (III .1) : Configuration du système de conversion d'énergie électrique se compose d'un convertisseur boost en cascade avec onduleur de tension triphasé _____	31
Figure (III .2) : Structure de la commande d'un convertisseur boost en cascade avec un onduleur de tension triphasé _____	32
Figure (III.3) : Tension de sortie du convertisseur boost avec sa référence. _____	33
Figure (III.4) : Performance de l'onduleur lors d'une variation de la tension du bus continu (la référence de sa tension de sortie est fixe), (a) et (b) Tension directe et quadratique de la charge avec ses références, (c) et (d) Courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (e) Tension d'une phase de la charge avec sa référence. _____	33

Chapitre IV

Figure (IV.1) : photo du banc d'essai réalisé. _____	37
Figure (IV.2) : Schéma synoptique du banc d'essai réalisé. _____	38
Figure (IV.3) : Photo de deux bras du convertisseur boost (un seul bras est utilisé). _____	38
Figure (IV.4) : Photo de la carte dSPACE MicroLabBox _____	39
Figure (IV.5) : Carte de mesure des tensions. _____	39
Figure (IV.6) : Schéma du circuit électrique utilisé pour la mesures des tensions. _____	40
Figure (IV.7) : Carte de mesure des courants. _____	41
Figure (IV.8) : Schéma du circuit électrique utilisé pour la chaine de mesure des mesures des courant utilisée. _____	41
Figure (IV.9) : Photo des cartes d'alimentation $\pm 15V$ utilisées. _____	41
Figure (IV.10) : Schéma synoptique de la carte d'alimentation continue bipolaire. _____	42

Figure (IV.11) : Résultat en boucle ouverte : Forme d'ondes du signal MLI et de la tension de sortie du convertisseur boost, (a), (b) Rapport cyclique $D=0.3$, (c), (d) Rapport cyclique $D=0.5$, (e), (f) Rapport cyclique $D=0.7$.	42
Figure (IV.12) : Performances de la commande en boucle fermée du convertisseur boost vis-à-vis une variation de la tension de référence : (a) Tension de sortie avec sa consigne (b), (c) et (d) Zooms de la tension de sortie avec sa consigne (e) Courant de la bobine et sa consigne (f), (g) Zooms du courant de la bobine et sa consigne, (h) Rapport cyclique.	44-45
Figure (IV.13) : Prototype expérimental.	45
Figure (IV.14) : Schéma synoptique du banc d'essai de la figure (IV.13).	46
Figure (IV.15) : Photo d'onduleur de tension triphasé.	46
Figure (IV.16) : Carte de pilotage des interrupteurs de puissance.	47
Figure (IV.17) : Photo des condensateurs et des inductances du filtre LC.	47
Figure (IV.18) Résultat de la commande en boucle ouverte, (a) Tension aux bornes d'une phase de la charge, (b) Courant d'une phase de la charge.	48
Figure (IV.19) : Performances d'onduleur de tension vis-à-vis les variations de la tension de référence : (a) Tension directe de la charge avec sa référence, (b) Tension quadratique de la charge avec sa référence, (c), (d) respectivement, courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (e) Tension de la phase-a de la charge et sa référence, (f) Zoom de la figure (e).	49-50
Figure (IV.20) : Performances d'onduleur de tension vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence : (a), (b) tensions des phases de la charge avec zoom (c), (d) courants des phases d'onduleur avec zoom.	50-51

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 : Paramètres utilisés pour la simulation	12
--	----

Chapitre II

Tableau II.1 : Etats de commutation et les coordonnées des vecteurs de tension de l'onduleur	20
Tableau (II.2) : Paramètres de simulation	27

Chapitre III

Tableau (III.1) : Paramètres utilisés pour la simulation.	32
---	----

Chapitre IV

Tableau (IV.1) : Paramètres du banc d'essai expérimental	37
Tableau (IV.2) : Gains des régulateurs PI	43
Tableau (IV.3) : Paramètres expérimentaux	46
Tableau (IV.4) : Gains des régulateurs PI	48

Table des matières

Table des matières	I
Liste des figures	IV
Liste des tableaux	VII
Introduction générale	1

Chapitre I

Modélisation et commande linéaire d'un convertisseur boost

I.1 Introduction	3
I.2 Modélisation et dimensionnement du convertisseur boost	3
I.2.1 Principe de fonctionnement du convertisseur boost	4
I.2.2 Dimensionnement de l'inductance	6
I.2.3 Dimensionnement de la capacité de sortie	7
I.3 Commande linéaire du convertisseur boost	8
I.3.1 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion	8
I.3.2 Stratégie de commande adoptée	9
I.3.3 Synthèse du régulateur de la tension de sortie du convertisseur boost	9
I.3.4 Synthèse de la boucle de régulateur du courant d'entrée du convertisseur	10
I.4 Résultats de simulation	11
I.5 Conclusion	13

Chapitre II

Modélisation et Commande linéaire d'un l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II.1 Introduction	14
II.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux	14
II.2.1 Structure général d'un onduleur triphasé à deux niveaux	15
II.2.2 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé	15
II.2.3 Fonction de commutation	16
II.2.4 Tensions de sortie	16

II. 3 Modélisations d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge R-L via un filtre LC	18
II.3.1 Modélisation du système dans le repère stationnaire (abc)	18
II.3.2 Modélisation du système dans le repère $\alpha\beta$	18
II.3.3 Modélisation du système dans le repère dq	19
II. 4 Modulation vectorielle	19
II.4.1 Représentation vectorielle des vecteurs de tension d'un onduleur à deux niveaux	19
II.4.2 Localisation du vecteur de référence	22
II.4.3 Calcul des temps d'application des vecteurs de tension	22
II.5 Synthèse d'une commande linéaire pour un onduleur de tension débite une charge RL via un filtre LC	24
II.5.1 Synthèse du régulateur des tensions continues dans le repère dq	25
II.5.2 Synthèse du régulateur des courants de l'onduleur	26
II.6 Résultats de simulation	27
II.7 Conclusion	29

Chapitre III

Commande linéaire d'un système de conversion d'énergie

III.1 Introduction	30
III.2 Structure du système à étudier	30
III.3 Structure globale de la commande du système	31
III.4 Résultats de simulation	32
III.5 Conclusion	34

Chapitre IV

Validation expérimentale d'une commande linéaire d'un système de conversion d'énergie

IV.1 Introduction	36
IV.2. Validation expérimentale de la commande du convertisseur boost	37
IV.2.1 Présentation de la plateforme expérimentale	37
IV.2.1.1 Structure du convertisseur boost	38
IV.2.1.2 Carte dSPACE MicroLabBox	38
IV.2.1.3 Carte de mesure des tensions	39
IV.2.1.4 Carte de mesure des courants	40
IV.2.1.5 Alimentation bipolaire	41
IV.2.2 Résultats expérimentaux	42

IV.2.2.1 Résulta de la commande en boucle ouverte du convertisseur boost	42
IV.2.2.2 Résulta de la commande en boucle fermée du convertisseur boost	43
IV.3 Validation expérimentale d'une commande linéaire d'un onduleur de tension triphasé	45
IV.3.1 Présentation et description du banc d'essai utilisé	45
IV.3.1.1 Structure d'onduleur de tension	46
IV.3.1.2 Circuit de pilotage et de protection du IGBT	47
IV.3.1.3 Filtre LC	47
IV.3.2. Résultats expérimentaux de la commande de l'onduleur de tension triphasé	47
IV.3.2.1 Validation de la commande en boucle ouverte	47
IV.3.2.2 Validation de la commande en boucle fermée	48
IV.4 Conclusion	51
Conclusion générale	52
Bibliographie	54

Introduction générale

Les systèmes d'énergies renouvelables connectés au réseau électrique tels que le photovoltaïque, la pile à combustible, l'éolien, constitués principalement à base des convertisseurs de puissance (convertisseur DC-DC, onduleur redresseur...etc.) [1] - [4]. Ces convertisseurs assurent l'injection d'énergie produite par les sources renouvelables au réseau électrique et remplissent les exigences des normes internationales telles que la valeur du taux de distorsion d'harmonique (THD), le facteur de puissance, la consommation de la puissance réactive...etc. Pour ces exigences, le choix des topologies des convertisseurs utilisés et la synthèse de leurs systèmes de contrôle représentent les éléments clés dans ces systèmes [5] - [8].

Le but de ce mémoire est d'étudier par simulation et expérimentalement un système de conversion d'énergie constitué d'un convertisseur boost en cascade avec un onduleur de tension triphasé à deux niveau.

Le premier chapitre, présentera une étude détaillée sur le convertisseur boost en commence par la modélisation du convertisseur boost et le principe de la modulation de la largeur d'impulsion MLI. Ensuite, nous allons présenter une structure de commande permet de contrôler le convertisseur en détaillant la synthèse de la loi de commande et le calcul des gains des régulateurs utilisés.

Dans le deuxième chapitre, notre étude sera focalisée sur l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Dans la première partie du chapitre, nous présenterons la modélisation de l'onduleur et le principe de la modulation vectorielle (*Space Vector Modulation (SVM)*). La deuxième partie du chapitre sera dédiée à la synthèse de la loi de commande d'un onduleur de tension débite une charge RL via un filtre LC. L'objectif de cette commande sera de forcer l'onduleur de générer la tension sinusoïdale désirée aux bornes de la charge.

Le troisième chapitre de ce mémoire sera focalisé sur la commande d'un système de conversion d'énergie constitué d'un convertisseur boost en cascade avec onduleur de tension triphasé. Dans un premier temps, nous allons présenter la structure de commande utilisée pour chaque convertisseur en détaillant la stratégie de la commande, la synthèse de la loi de commande et le calcul des gains des régulateurs. Dans un second temps, nous allons présenter les tests considérés pour évaluer les performances globales du système et les résultats obtenus.

Le dernier chapitre de ce mémoire sera consacré pour les validations expérimentales des convertisseurs étudiés. Le chapitre est constitué de deux grandes parties, la première est consacré pour la validation expérimentale de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée d'un convertisseur boost alimente une charge résistive. Dans un premier temps, nous allons présenter en détail le banc d'essai utilisé tels que le convertisseur boost, le circuit de pilotage, les cartes de mesure...etc. Ensuite nous allons présenter et commenter les résultats expérimentaux obtenus en boucle ouverte et en boucle fermée.

La deuxième partie du chapitre sera consacrée pour la validation expérimentale de la commande en boucle fermée d'un onduleur de tension triphasé à deux niveau alimente une charge résistive via un filtre LC. Dans un premier temps, nous allons présenter le banc d'essai utilisé, ce dernier est constitué principalement d'un onduleur triphasé, filtre LC, charge résistive triphasé, carte de commande, des cartes de mesure...etc. Ensuite nous allons tester les performances de l'onduleur vis-à-vis la poursuite de la tension désirée aux bornes de la charge.

Chapitre I :

Modélisation et commande linéaire d'un convertisseur boost

I. 1 Introduction

Les convertisseurs de type DC-DC sont largement utilisés dans les alimentations de microprocesseurs des ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques. Il y a plusieurs topologies des convertisseurs DC-DC, la topologie isolée ou non isolée. Les topologies non isolées ne comportent pas de transformateurs d'isolement, les convertisseurs de cette topologie sont largement utilisés dans l'entraînement des moteurs à courant continu et les systèmes photovoltaïque, pile à combustible on cite par exemple les convertisseurs : abaisseurs (Buck), Elévateurs (Boost), Elévateurs - Abaisseurs (Buck-Boost).

La topologie boost est utilisé pour augmenter la tension comme le cas des systèmes de production de l'énergie photovoltaïque/pile à combustible où il est utilisé pour augmenter la tension de sortie au niveau nécessaire à l'onduleur [1] - [4].

Dans ce chapitre, on s'intéressera particulièrement au convertisseur DC-DC de type boost. En premier temps, nous allons présenter une étude détaillée sur le convertisseur boost (modélisation, dimensionnement et principe de fonctionnement). Dans un second temps, nous allons présenter la structure de commande synthétisée pour contrôler le convertisseur boost. Dans un troisième temps, nous allons détailler la synthèse et le calcul des gains de chaque régulateur utilisé. Enfin, nous allons présenter et discuter les différents résultats de simulation obtenus.

I. 2 Modélisation et dimensionnement du convertisseur boost

Le convertisseur boost est un convertisseur DC/DC permet de délivrer une tension de sortie supérieure à sa tension d'entrée. De plus, cette tension est réglable en fonction du rapport

cyclique. Le convertisseur boost est constitué d'un interrupteur (K) commandé à l'amorçage et au blocage, d'une diode, d'une inductance et parfois d'un condensateur, la [figure \(I.1\)](#) représente le circuit électrique du convertisseur boost.

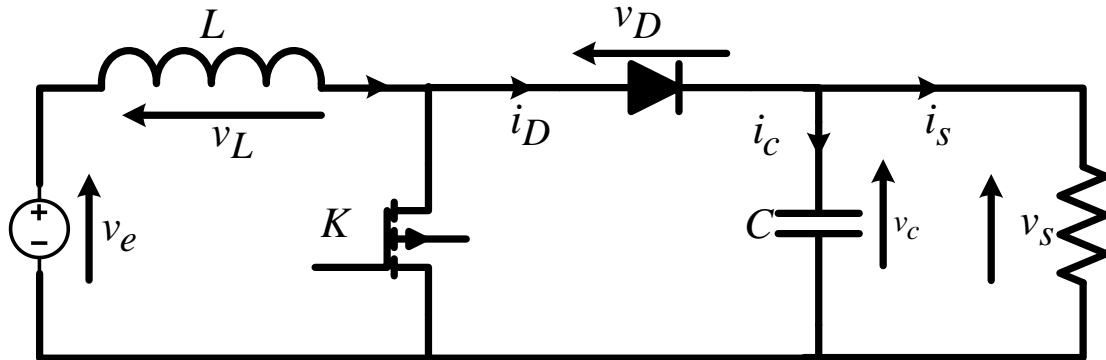


Figure (I.1) : Circuit électrique du convertisseur boost.

I.2.1 Principe de fonctionnement du convertisseur boost

Selon l'état de l'interrupteur de puissance (généralement un Mosfet ou un IGBT), on distingue deux phases d'opération :

- Pendant la fermeture de l'interrupteur de puissance ($K=1$), le courant augmente dans la bobine ce qui augmente l'énergie stockée dans la bobine. La diode dans cette phase est bloquée et le condensateur C décharge son énergie dans la charge R . Le circuit équivalent dans cette phase est montré dans la [figure \(I.2\)](#).

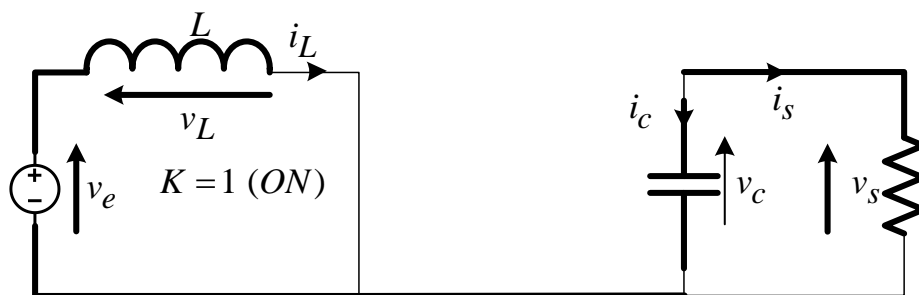


Figure (I.2). Circuits équivalents du convertisseur boost lorsque l'interrupteur K est fermé.

Ainsi, les équations mathématiques qui expriment la dynamique du convertisseur dans cette phase sont données comme suit :

$$\begin{cases} v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_e \\ i_c = C \frac{dv_c}{dt} = -i_s \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

- Pendant l'ouverture de l'interrupteur de puissance ($K=0$), la diode devient passante et l'énergie stockée dans l'inductance sera transférée au condensateur C et à la charge R. Le circuit équivalent à cette phase est montré dans la [figure \(I.3\)](#).

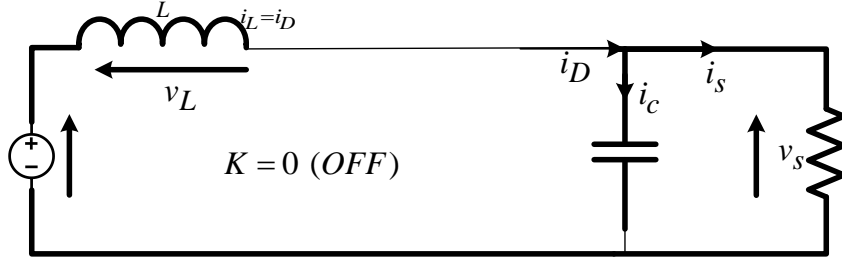


Figure I.3. Circuits équivalents du convertisseur boost lorsque l'interrupteur K est ouvert.

Les équations expriment la dynamique du convertisseur dans cette phase de fonctionnement sont données comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_e - v_s \\ C \frac{dv_s}{dt} = i_D - i_s \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les deux phases de fonctionnement précédentes peuvent être exprimées par un seul système d'équation comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_e - (1-u)v_s \\ C \frac{dv_s}{dt} = ui_D - i_s \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Où, u représente l'état de l'interrupteur de puissance K , $u=1$ signifie que l'interrupteur est fermé et $u=0$ signifie que l'interrupteur est ouvert.

Si on applique la valeur moyenne (sur période de commutation) sur (I.3) on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{v}_e - (1-\bar{u})\bar{v}_s \\ C \frac{d\bar{v}_s}{dt} = \bar{u} \bar{i}_D - \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Si on néglige la fluctuation de la tension aux bornes du condensateur C , l'équation (I.4) peut être simplifiée à la forme suivante :

$$\begin{cases} \bar{v}_e = (1-D)\bar{v}_s \\ D\bar{i}_D = \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Où, D est le rapport cyclique qu'est équivalent à la valeur moyenne de l'état de l'interrupteur u .

La fonction de transfert du convertisseur boost est déduite à partir de (I.5) comme suit :

$$v_s = \frac{v_e}{1-D} \quad (\text{I.6})$$

Ainsi, l'expression du courant moyenne i_D dans le cas d'une charge résistive peut être déduite à partir de (I.6) comme suit:

$$i_D = \frac{v_e}{D(1-D)R} \quad (\text{I.7})$$

D'après (I.6), On constate que la tension de sortie du convertisseur dépend uniquement de la tension d'entrée et de rapport cyclique D dont sa valeur est toujours dans l'intervalle $]0, 1[$.

Si on néglige les pertes dans le convertisseur ($v_s i_D = v_e i_L$), la valeur moyenne du courant d'entrée i_L peut être exprimé par l'équation suivante :

$$i_L = \frac{i_D}{1-D} \quad (\text{I.8})$$

D'un autre côté, selon la forme du courant i_L on distingue deux mode de fonctionnement pour le convertisseur boost [1], [3]:

- Mode de conduction discontinue (MCD) : dans ce mode le courant de l'inductance s'annule périodiquement pendant l'intervalle $[DT, T]$; où T est la période de commutation.
- Mode de conduction continue (MCC) : dans ce mode le courant de l'inductance ne s'annule jamais pendant toute la période de commutation T .

Dans ce travail, nous avons adopté le mode de conduction continu en raison qu'il caractérise par une ondulation du courant d'entrée plus faible.

I.2.2 Dimensionnement de l'inductance

La figure (I.4) représente la forme du courant de l'inductance dans le cas où le convertisseur fonctionne dans le mode continu. Selon cette figure, l'ondulation du courant de l'inductance est calculée par l'expression suivante [4] :

$$\Delta i_L = i_{L\max} - i_{L\min} = \frac{v_e}{L} DT \quad (\text{I.9})$$

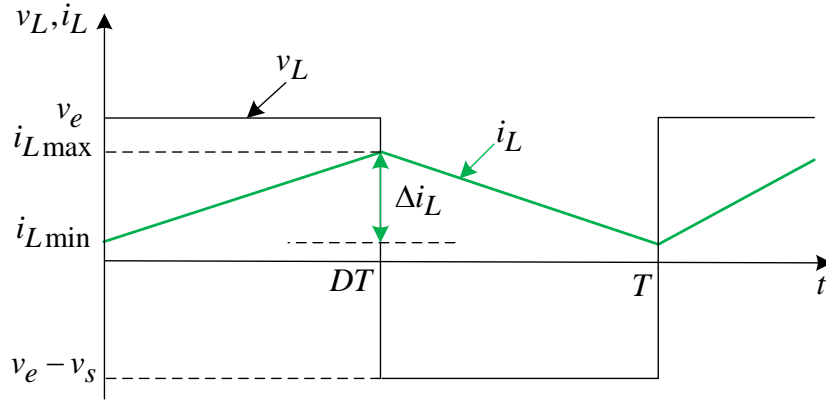


Figure I.4 : Ondulation du courant de l'inductance dans le cas de MCC.

Comme $v_e = v_s(1-D)$, l'ondulation du courant d'entrée peut être exprimée comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{D(1-D)v_s}{Lf} \quad (\text{I.10})$$

A partir de (I.10), l'ondulation du courant Δi_L est maximale pour un rapport cyclique $D=0.5$. Cette condition peut être utilisée pour dimensionner l'inductance L comme suit :

$$L \geq \frac{v_s}{4f \Delta i_L} \quad (\text{I.11})$$

Où, Δi_L est généralement choisie dans l'intervalle $[1\%i_L, 10\%i_L]$ [1], [4].

I.2.3 Dimensionnement de la capacité de sortie

La figure (I.7) représente la forme d'onde du courant du condensateur de sortie pendant une période de commutation. L'ondulation de la tension aux bornes du condensateur est calculée comme suit :

$$\Delta v_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{i_{ch}}{Cf} \quad (\text{I.12})$$

Où, ΔQ représente la variation des charges électriques dans le condensateur.

A partir de (I.8) et (I.12), l'expression de l'ondulation Δv_c peut être calculée comme suit:

$$\Delta v_c = \frac{\Delta Q}{C} \cong \frac{\bar{i}_L(1-D)D}{C \times f} \quad (\text{I.13})$$

La capacité du condensateur C peut être dimensionnée à partir l'équation (I.13) comme suit :

$$C = \frac{\bar{i}_L(1-D)D}{\Delta v_s f} \quad (\text{I.14})$$

Où la valeur de Δv_s est généralement fixée dans l'intervalle [$5\%v_s$, $20\%v_s$] [1], [4].

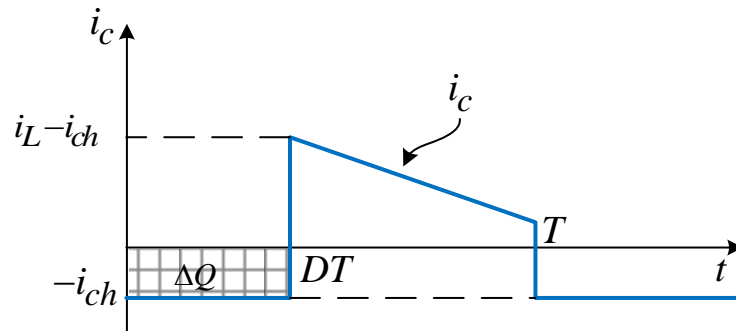


Figure I.5. Forme d'onde du courant du condensateur de sortie du convertisseur boost fonctionnant dans le mode de conduction continu.

I. 3 Commande linéaire du convertisseur boost

Dans ce paragraphe nous allons étudier la commande du convertisseur boost en utilisant les régulateurs PI et la modulation de la largeur d'impulsion.

I.3.1 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion

Le principe de la modulation de la largeur d'impulsion consiste à comparer le rapport cyclique avec une onde porteuse v_p de fréquence fixe (*généralement dent de scie pour les convertisseur DC-DC*), voir [figure \(I.6\)](#) . Le signal de contrôle s est élaboré comme suit :

- Lorsque $D > v_p$: $u = 1$, fermeture de l'interrupteur de puissance (état ON).
- Lorsque $D < v_p$: $u = 0$, ouverture de l'interrupteur de puissance (état OFF).

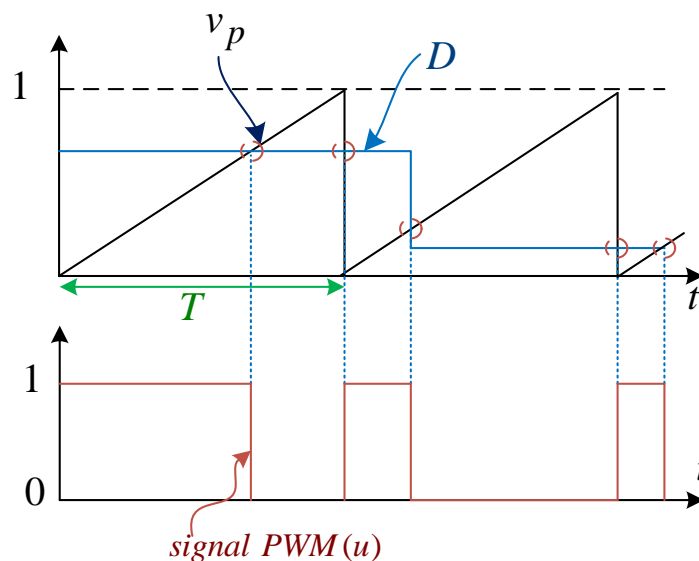


Figure I.6 : Principe de la technique PWM.

I.3.2 Stratégie de commande adoptée

Pour contrôler le convertisseur boost, nous avons utilisé deux boucles de régulation à base de régulateur PI. La première boucle a pour objectif de contrôler la tension de sortie du convertisseur, la sortie de cette boucle détermine le courant de référence pour la deuxième boucle qui aura l'objectif de déterminer la valeur appropriée du rapport cyclique. Le schéma synoptique de cette structure de commande est présenté dans la [figure \(I.7\)](#).

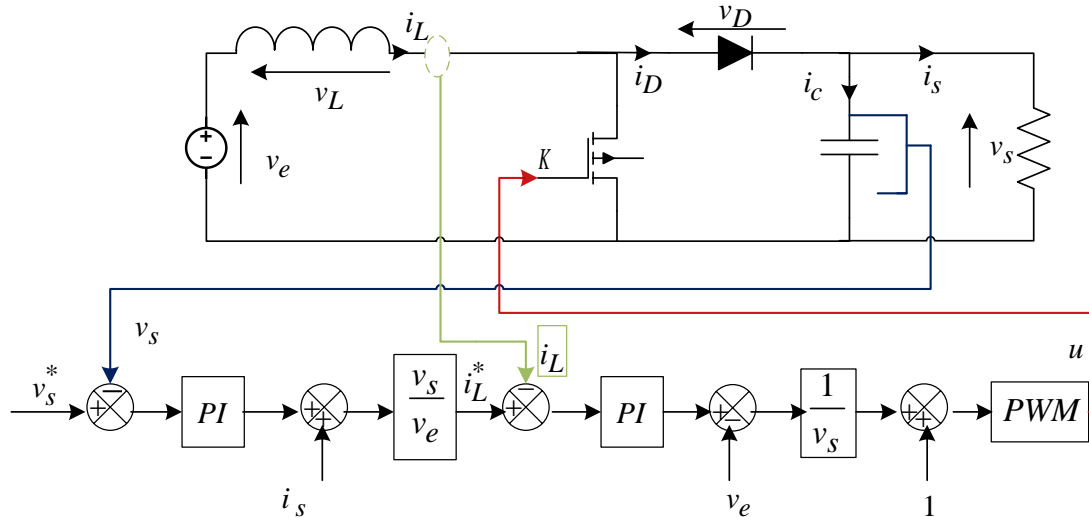


Figure I.7: Structure de commande du convertisseur boost à base des régulateurs PI.

Dans les paragraphes suivants, nous allons détailler la synthèse de chaque boucle de régulation.

I.3.3 Synthèse du régulateur de la tension de sortie du convertisseur boost

Afin de régler la tension de sortie du convertisseur sur la valeur de consigne désirée un régulateur du type proportionnel-Intégral (PI) est retenu comme correcteur pour la boucle de tension. L'équation temporelle de ce correcteur PI est donnée comme suit :

$$i_c^*(t) = k_{pv}e(t) + k_{iv} \quad (\text{I.15})$$

Où : $e(t)$, $i_c^*(t)$, k_{pv} , k_{iv} représentent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du régulateur.

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée comme suit :

$$C_t(s) = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \quad (\text{I.16})$$

Où : s est l'opérateur de Laplace.

La [figure \(I.8\)](#) illustre la boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur boost.

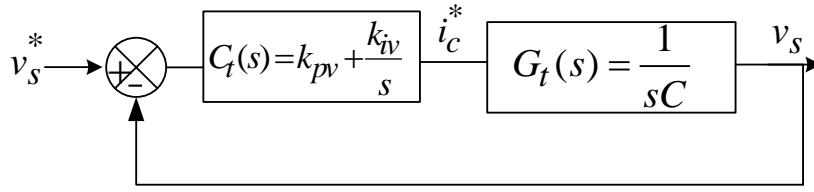


Figure I.8 : Boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur boost.

A partir de la [figure \(I.8\)](#), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$H_v(s) = \frac{k_{pv}/Cs + k_{iv}/C}{s^2 + k_{pv}/Cs + k_{iv}/C} \quad (\text{I.17})$$

Les gains du correcteur PI peuvent être calculés en utilisant la méthode de placement des pôles. Cette méthode consiste à calculer les gains pour que le système (par exemple de l'équation (I.17)) aura le même comportement d'un système connu (par exemple, système de deuxième ordre) [3], [4], [8].

Dans notre cas, nous avons calculé les gains du régulateur PI pour avoir le comportement du système de deuxième ordre suivant :

$$F(s) = \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + \xi\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (\text{I.18})$$

Où ξ et ω_{nv} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation de système désiré .

Par identification de deux fonctions de transfert (I.17) et (I.18), les gains du régulateur PI sont calculés comme suit :

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\xi\omega_{nv}C \\ k_{iv} = C\omega_{nv}^2 \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Finalement, le courant de référence pour la deuxième est calculé comme suit :

$$i_L^* = (i_c^* + i_s) \times \frac{v_s}{v_e} \quad (\text{I.20})$$

I.3.4 Synthèse de la boucle de régulateur du courant d'entrée du convertisseur

La régulation du courant d'entrée du convertisseur i_L est assurée par un régulateur PI. Ce dernier corrige l'erreur entre le courant traversant la bobine i_L et sa référence qui déterminée par la

boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur. La [figure \(I.9\)](#), illustre la boucle de régulation utilisée pour contrôler le courant d'entrée du convertisseur.

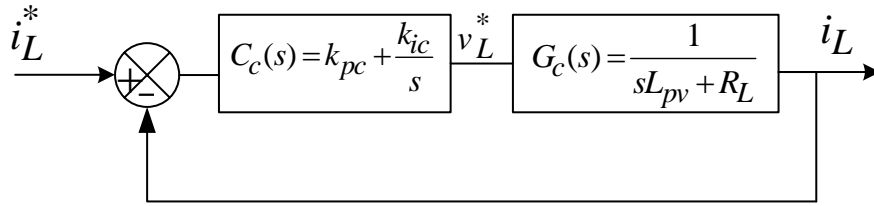


Figure I.9 : Boucle de régulation du courant d'entrée du convertisseur.

Où : R_L représente la résistance interne de la bobine.

A partir de la figure [\(I.9\)](#), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$H_c(s) = \frac{k_{pc}/Ls + k_{ic}/L}{s^2 + k_{pc}/Ls + k_{ic}/L} \quad (\text{I.21})$$

L'identification de la fonction de transfert en boucle fermée avec celle d'un système de deuxième ordre permet de calculer les gains du régulateur PI comme suit :

$$\begin{cases} k_{pc} = 2\xi\omega_{nc}L - R_L \\ k_{ic} = L\omega_{nc}^2 \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Enfin, le rapport cyclique du convertisseur boost D est calculé comme suit :

$$D = 1 + \frac{(v_L^* - v_e)}{v_s} \quad (\text{I.23})$$

I.4 Résultats de simulation

Pour vérifier les performances de la commande synthétisée pour le convertisseur boost (représentée précédemment dans la [figure \(I.7\)](#)), nous avons procédé à une variation de la tension de référence v_s^* . Les paramètres du convertisseur boost et des régulateurs PI sont listés dans le [Tableau \(I.1\)](#).

Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la [figure \(I.10\)](#). La [figure \(I.10\) \(a\)](#), représente la variation de la tension de sortie du convertisseur boost (v_s) avec sa référence (v_s^*). D'après cette figure, on constate que la tension de sortie suit bien la tension de référence même avec les variations brusques de la tension de référence.

Tableau I.1: Paramètres utilisés pour la simulation

Parameter du convertisseur boost	$v_e=100V, C = 333\mu F, L = 3mH, f_c=10kHz$
Paramètres du régulateur de tension	$\omega_{nv} = 100 \text{ rad} / s, \xi_v = 1$
Paramètres du régulateur du courant	$\omega_{ni} = 300 \text{ rad} / s, \xi_i = 1$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 50 \Omega$

La figure (I.10) (b) présente le courant traversant la bobine avec sa référence. D'après cette figure on constate clairement que la bonne poursuite obtenue par la boucle de régulation interne.

La figure (I.10) (c) représente le rapport cyclique du convertisseur. D'après cette figure, on constate que la commande a réagi bien face aux variations de la tension de référence ce qui valide la synthèse de la commande développée présenté précédemment dans la figure (I.7).

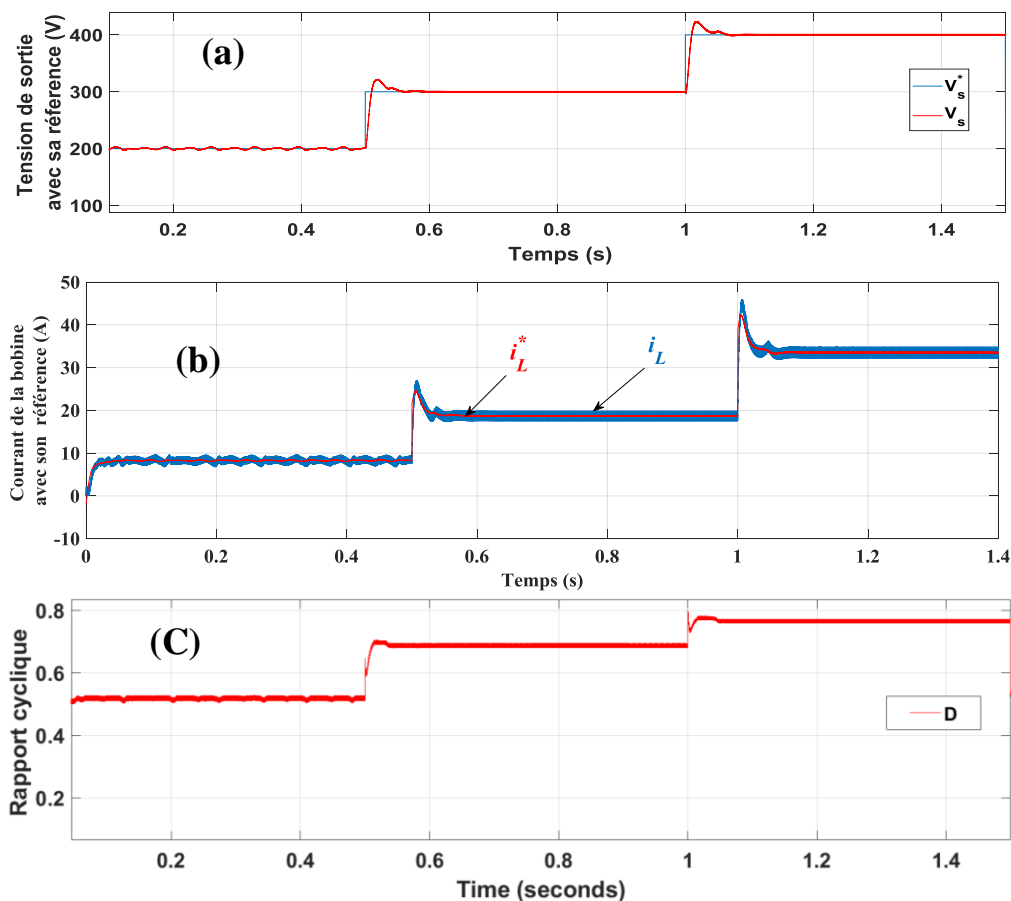


Figure I.10: Performances du convertisseur boost vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence : (a) Tension de sortie du convertisseur avec sa consigne, (b) Courant de l'inductance avec sa référence, (c) Rapport cyclique.

I. 5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation et la commande linéaire du convertisseur boost. Dans la première partie, nous avons présenté en détail la modélisation du convertisseur boost, ainsi que le dimensionnement de ses composants passifs. Dans la deuxième partie du chapitre nous avons présenté une structure de commande constituée de deux boucles de régulation à base de régulateurs PI et la modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Ensuite, nous avons détaillé la synthèse des régulateurs utilisés notamment le calcul de la fonction de transfert et les gains des régulateurs.

Dans la dernière partie du chapitre nous avons présenté et commenté les différents résultats obtenus. Ces résultats ont été montrés une très bonne performance du convertisseur notamment en termes de la poursuite de la tension de référence.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la modélisation et la commande linéaire d'un onduleur de tension triphasé.

Chapitre II :

Modélisation et Commande linéaire d'un l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II.1 Introduction

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications dans plusieurs applications industrielles. Certaines de ces applications, telles que le filtrage actif, l'alimentation des moteurs à courant alternatif, les micro-réseau, sont très exigeantes en termes de performances statiques et dynamiques [4], [7] - [9]. Pour répondre à ces exigences le recours aux techniques de modulation (*Modulation de la largeur d'impulsion (MLI), modulation vectorielle (SVM), hysteresis...etc*) et aux techniques de commande (linéaire ou non linéaire) est indispensable.

Dans ce chapitre, on s'intéressera à l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Dans un premier temps nous allons présenter la modélisation mathématique. Ensuite nous allons présenter une étude détaillée de la structure, le principe de fonctionnement et la modulation vectorielle de ce type d'onduleurs.

Dans un second temps, nous allons développer une structure de commande linéaire basée sur les régulateurs PI et la modulation vectorielle. L'objectif de cette commande sera de piloter l'onduleur pour délivrer la tension désirée aux bornes de la charge.

II. 2 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'une tension continue à une alternative. Cette conversion est assurée par les commutations des interrupteurs de puissance (souvent des IGBT ou des Mosfet). De plus, ces commutations peuvent être contrôlées pour

varier l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie [9]. Dans les paragraphes suivants nous présenter la théorie fondamentale de cet onduleur.

II. 2. 1 Structure général d'un onduleur triphasé à deux niveaux

La structure générale d'un onduleur de tension à deux niveaux est illustrée à la [figure \(II.1\)](#). L'onduleur se compose de trois bras, chaque bras est formé par deux interrupteurs bidirectionnels qui peuvent être contrôlés à l'ouverture et à la fermeture. Le MOSFET et l'd'IGBT sont généralement adoptés pour les applications haute fréquence basse puissance, et le GTO avec des diodes en antiparallèles pour les applications très haute puissance et basse fréquence. Pour simplifier l'étude, le point milieu O est généralement considéré comme un potentiel de référence.

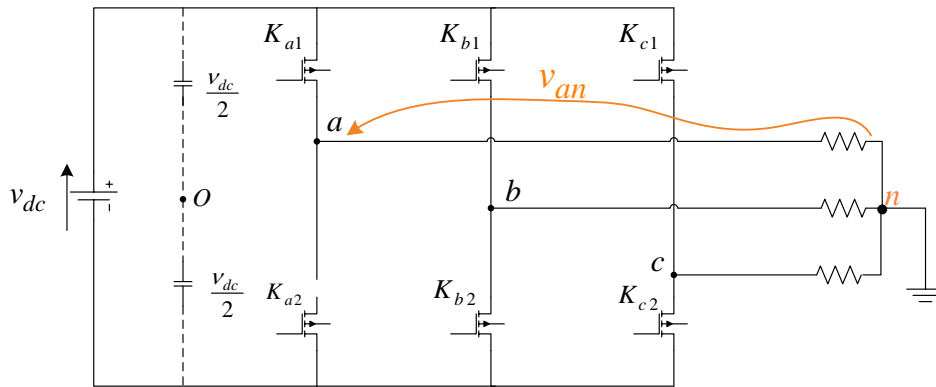


Figure II. 1 : Structure d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

II. 2. 2 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

L'onduleur est composée de six IGBT bidirectionnels ($K_{xi}, x = a, b, c, i = 1, 2$) organisés comme dans la [figure \(II.1\)](#). Etant donné les commutateurs réels des interrupteurs de puissance (temps d'ouverture et de fermeture différents), la commutation la plus dangereuse est lorsque deux interrupteur de même bras sont fermés simultanément (voir [figure \(II.2\)](#)), car la source continue est mise en court-circuit et par conséquent un courant important sera traversé les interrupteurs de puissance qui peut les détériorer [9].

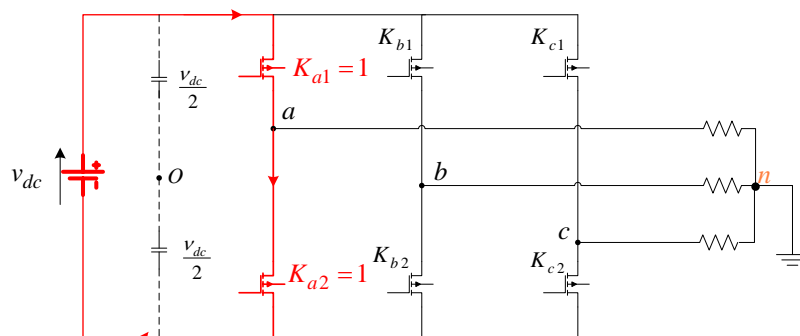


Figure II. 2 : Commutation dangereuse (interdite).

II. 2. 3 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs de puissance sont décrites par des fonctions de commutation. Ces dernières décrivent leurs états ouverts ou fermés. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} , $x = a, b, c, i = 1, 2$ comme suit:

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \Rightarrow K_{xi} \text{ fermé} \\ S_{xi} = 0 \Rightarrow K_{xi} \text{ ouvert} \end{cases}$$

Considérant que les signaux de deux interrupteurs de même bras sont complémentaires, on peut écrire la règle de commutation suivante :

$$S_{x1} = 1 - S_{x2}, \quad x = a, b, c .$$

II. 2. 4 Tensions de sortie

La tension générée à la sortie de chaque bras v_{xo} (voir [figure \(II.1\)](#)) peut être exprimé par la relation suivante:

$$v_{x0} = \begin{cases} v_{dc}/2, & K_{x1} = 1 \\ -v_{dc}/2, & K_{x1} = 0 \end{cases} \quad x = a, b, c \quad \text{(II.1)}$$

Ou v_{x0} représente la tension entre le point x et le point milieu o .

L'équation (II.1) peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{x0} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1), \quad x = a, b \text{ ou } c \quad \text{(II.2)}$$

Les tensions composées v_{ab}, v_{bc}, v_{ca} sont calculées en fonction des tensions v_{ao}, v_{bo}, v_{co} comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{a0} - v_{b0} \\ v_{b0} - v_{c0} \\ v_{c0} - v_{a0} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} (S_{a1} - S_{b1}) \\ (S_{b1} - S_{c1}) \\ (S_{c1} - S_{a1}) \end{bmatrix} \quad \text{(II.3)}$$

Les trois tensions simples (par rapport au neutre de la charge n) v_{an}, v_{bn}, v_{cn} peuvent être exprimées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} \quad \text{(II.4)}$$

En considérant que la charge est équilibrée $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, les tensions simples peuvent être exprimées en fonction des fonctions des connexions S_{xi} comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

On peut écrire la tension de sortie sous forme complexe comme suit [7], [9] :

$$v = v_{an}e^{j0} + v_{bn}e^{-j2\pi/3} + v_{cn}e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.6})$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur v dans un espace à deux dimensions (α, β) par :

$$v = v_{\alpha} + jv_{\beta}$$

Où v_{α} v_{β} sont les projections du vecteur v dans le système fixe (α, β) données par :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II. 3 Modélisations d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimente une charge R-L via un filtre LC

La figure (II.3) représente un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimente une charge via un filtre LC. Dans la partie suivante, nous allons développer le modèle mathématique de ce système dans le repère stationnaire triphasé (abc) , le repère stationnaire biphasé $(\alpha\beta)$ et le repère asynchrone (dq) .

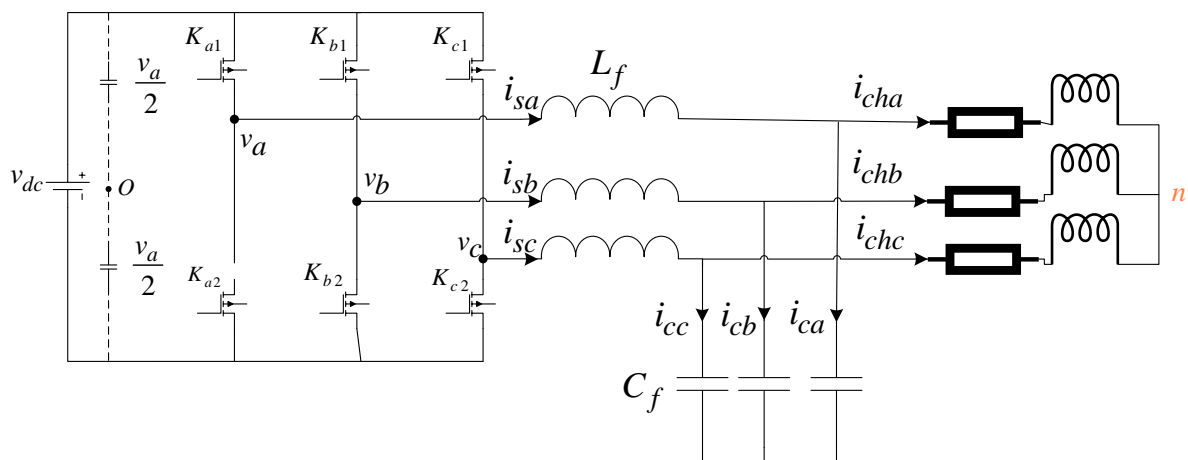


Figure II. 3 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimente une charge via un filtre LC.

II. 3. 1 Modélisation du système dans le repère stationnaire (abc)

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux alimentant une charge RL triphasée est représentée dans la [figure \(II.2\)](#). Le modèle mathématique de l'onduleur dans le repère stationnaire triphasé (abc) est obtenu en appliquant la loi du Kirchhoff au côté alternative du système comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Où $v_{cha}, v_{chb}, v_{chc}$ sont les tensions de la charge, v_a, v_b, v_c et i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} sont respectivement, les tensions simples et les courants de l'onduleur; L_f, R_f représentent respectivement l'inductance du filtre et sa résistance interne.

D'autre part, les tensions aux bornes des condensateurs du filtre sont décrites par le système d'équation suivant :

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{cha} \\ v_{chb} \\ v_{chc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{cha} \\ i_{chb} \\ i_{chc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Où, $i_{cha}, i_{chb}, i_{chc}$ représentent les courants de la charge .

II. 3. 2 Modélisation du système dans le repère $\alpha\beta$

Les équations précédentes [\(II.8\)](#) et [\(II.9\)](#) peuvent être transformés respectivement dans les repères stationnaires $\alpha\beta$ en utilisant la transformation du Clarck comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^{abc} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Avec x peut prendre les grandeurs i_{ch}, v_{ch}, v ou i_c

En utilisant la transformation [\(II.10\)](#), les modèles mathématiques [\(II.8\)](#) et [\(II.9\)](#), peuvent être transformés dans le repère ab comme suit :

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = -R_f \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{x\alpha} \\ v_{x\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{ch\alpha} \\ v_{ch\beta} \end{bmatrix} \\ C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{sch\alpha} \\ i_{sch\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II. 3. 3 Modélisation du système dans le repère dq

Le modèle représentés dans les systèmes d'équation (II.11) peut être transformé dans le repère synchrone (dq) en utilisant la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{dq}^{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Où x peut prendre les grandeurs i_s, v_{ch}, v ou i_s ; θ est l'argument du vecteur de tension de la charge qui peut être calculé comme suit :

$$\theta = \text{atan}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (\text{II.13})$$

Ainsi, en utilisant transformation (II.12), dans (II.11), on trouve le modèle du système dans le repère synchrone (dq) comme suit:

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_f & \omega \\ -\omega & -R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{chd} \\ v_{chq} \end{bmatrix} \\ C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{chd} & \omega - v_{chq} \\ v_{chq} & \omega - v_{chd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{chd} \\ i_{chq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Où, ω représente la pulsation du système.

II. 4 Modulation vectorielle

L'algorithme de la SVM (Space Vector Modulation) consiste à calculer les temps d'application des vecteurs de tension qui permettent de générer le vecteur de référence souhaité [1], [4] [8], [9]. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les différentes étapes qui permettent de développer l'algorithme de cette technique de modulation.

II. 4.1 Représentation vectorielle des vecteurs de tension d'un onduleur à deux niveaux

A partir de la figure (II.1). Étant donné que les bras de commande de l'onduleur comme indiqué contiennent trois commutations possibles des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) et que chaque peut prendre les niveaux 0 ou 1, il y a huit distincts $v_i (i = 0, 1 \dots 7)$ dans le plan (α, β). Dont deux sont zéro et six ont un module de $2/3 v_{dc}$. Les huit vecteurs de tension possibles v_k , sont exprimés par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{k+1} = \frac{2}{3} v_{dc} e^{jk(\frac{\pi}{3})} & \text{avec } (k = 0, \dots, 5) \\ v_0 = v_7 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Le [tableau II.1](#) regroupe les états de commutation qui permettent de générer les huit vecteurs de tension et leurs coordonnées dans le plan α, β .

Tableau II.1 : Etats de commutation et les Coordonnées des vecteurs de tension de l'onduleur

v_i	S_a	S_b	S_c	v_α	v_β
v_0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$2/3 v_{dc}$	0
v_2	1	1	0	$1/3 v_{dc}$	$\sqrt{1/3} v_{dc}$
v_3	0	1	0	$-1/3 v_{dc}$	$\sqrt{1/3} v_{dc}$
v_4	0	1	1	$-2/3 v_{dc}$	0
v_5	0	0	1	$-1/3 v_{dc}$	$-\sqrt{1/3} v_{dc}$
v_6	1	0	1	$1/3 v_{dc}$	$-\sqrt{1/3} v_{dc}$
v_7	1	1	1	0	0

La [figure\(II.4\)](#) montre la représentation des vecteurs de tension de l'onduleur dans le plan complexe α, β , ces vecteurs forment le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux, appelé hexagone de commutation.

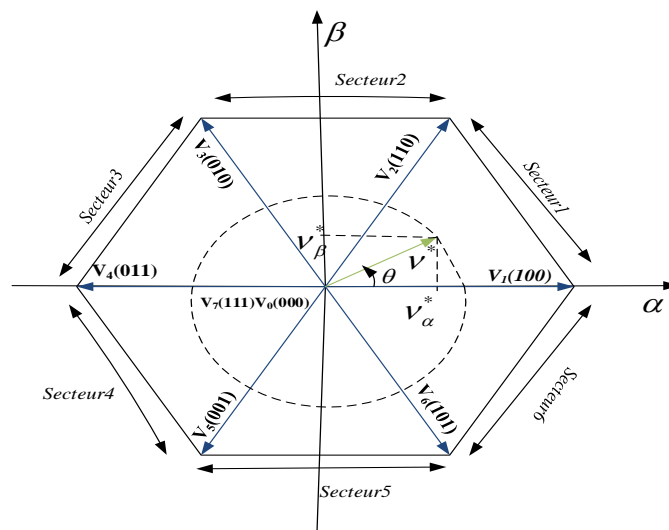


Figure II. 4 : Diagramme de commutation pour un onduleur à 2 niveaux.

L'objectif de la modulation est de rendre les tensions de sortie v_a, v_b et v_c aussi proches que possible des trois tensions de référence v_a^*, v_b^* et v_c^* [1], [4] [8], [9]. Ces vecteurs peuvent être représentées dans le plan (α, β) par un seul vecteur de référence \vec{v}^* d'amplitude v^* égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega = d\theta / dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\vec{v}^* = v^* e^{j\theta} \quad (\text{II.16})$$

Pour garantir que le vecteur de référence tourne à l'intérieur de l'hexagone, voir figure (II.5), on limite l'amplitude maximale générer par l'onduleur comme suit:

$$\vec{v}_{\max}^* = \frac{2}{3} v_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{\frac{1}{3}} v_{dc} \quad (\text{II.17})$$

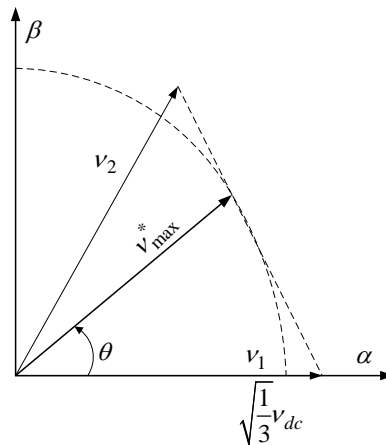


Figure II.5: Limitation du vecteur de référence

L'équation (I.14) devient :

$$\vec{v}^* = m v_{\max}^* e^{j\theta} \quad (\text{II.18})$$

Avec m : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et défini par la relation suivante :

$$m = \frac{\sqrt{3} v_{\max}^*}{v_{dc}} \quad (\text{II.19})$$

θ représente la position angulaire du vecteur \vec{v}^* calculée comme suit :

$$\theta = \text{atan}\left(v_{\beta}^* / v_{\alpha}^*\right) \quad (\text{II.20})$$

II. 4. 2 Localisation du vecteur de référence

Afin de déterminer dans quel secteur se trouve le vecteur de référence \vec{v}^* deux stratégies sont généralement utilisées. La première consiste de faire une série de tests sur v_α^*, v_β^* pour localiser le secteur contenant le vecteur de référence. Tandis que la deuxième consiste de faire une série de tests sur l'argument du vecteur de référence q selon la relation suivante :

$$S = \begin{cases} 1 & \theta \in [0, \pi/3] \\ 2 & \theta \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ 3 & \theta \in [2\pi/3, \pi] \\ 4 & \theta \in [\pi, 4\pi/3] \\ 5 & \theta \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ 6 & \theta \in [5\pi/3, 2\pi] \end{cases} \text{ Si}$$

II. 4. 3 Calcul des temps d'application des vecteurs de tension

Si le vecteur de référence se trouve dans le secteur i ($i = 1, \dots, 6$), alors t_i, t_{i+1} sont les temps d'application des vecteur adjacents v_i, v_{i+1} , , alors que t_0 est le temps d'application des vecteurs nuls v_0 et v_7 .

Pour assurer l'égalité de la valeur moyenne de la tension et sa référence à partir d'un instant t , on doit assurer que :

$$\frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v}^* dt = \frac{1}{T_h} \left(\int_t^{t+t_1} \vec{v}_i dt + \int_{t+t_1}^{t+t_1+t_2} \vec{v}_{i+1} dt + \int_{t+t_1+t_2}^{t+T_h} \vec{v}_0 dt \right) \quad (\text{II.21})$$

Dans une période d'échantillonnage T_h très petite, la tension \vec{v}^* est constante, l'équation (II.21) peut être simplifié à:

$$\overline{\vec{v}^* T_h} = t_i \overline{v_i} + t_{i+1} \overline{v_{i+1}} + t_0 \overline{v_0} \quad (\text{II.22})$$

Pour le secteur 1 on a :

$$\overline{v^*} = \frac{1}{T_h} (t_1 \overline{v_1} + t_2 \overline{v_2} + t_0 \overline{v_0}) \quad (\text{II.23})$$

Les vecteurs de tension dans le premier secteur sont :

$$v_1 = \frac{2}{3} v_{dc}; \quad v_2 = \frac{2}{3} v_{dc} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right); \quad v_0 = 0 \quad (\text{II.24})$$

D'autre part le vecteur tension peut être décomposé dans le repère α, β comme suit :

$$\overline{v^*} = v_\alpha^* + jv_\beta^* \tag{II.25}$$

En remplaçant (II.24) et (II.25) dans (II.23) on obtient :

$$\begin{cases} v_\alpha^* = \frac{2}{3}v_{dc} \frac{t_1}{T_h} + \frac{1}{3}v_{dc} \frac{t_2}{T_h} \\ v_\beta^* = \frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc} \frac{t_2}{T_h} \end{cases} \tag{II.26}$$

La résolution du système l'équation (II.26) permet de déterminer les temps d'application (t_1, t_2, t_3) des vecteur v_1, v_2, v_3 comme suit:

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{(\sqrt{3}v_\alpha^* - v_\beta^*)T_h}{v_{dc}}; t_2 = \frac{\sqrt{3}v_\beta^*}{v_{dc}}T_h; t_0 = T_h - (t_1 + t_2) \tag{II.27}$$

En effectuant le même calcul, nous obtenons les temps correspondants aux vecteurs de tension utilisés dans chaque secteur. Les répartitions sur une période de commutation des vecteurs à appliquer pour les différentes positions du vecteur de référence sont illustrées dans la figure (II.6).

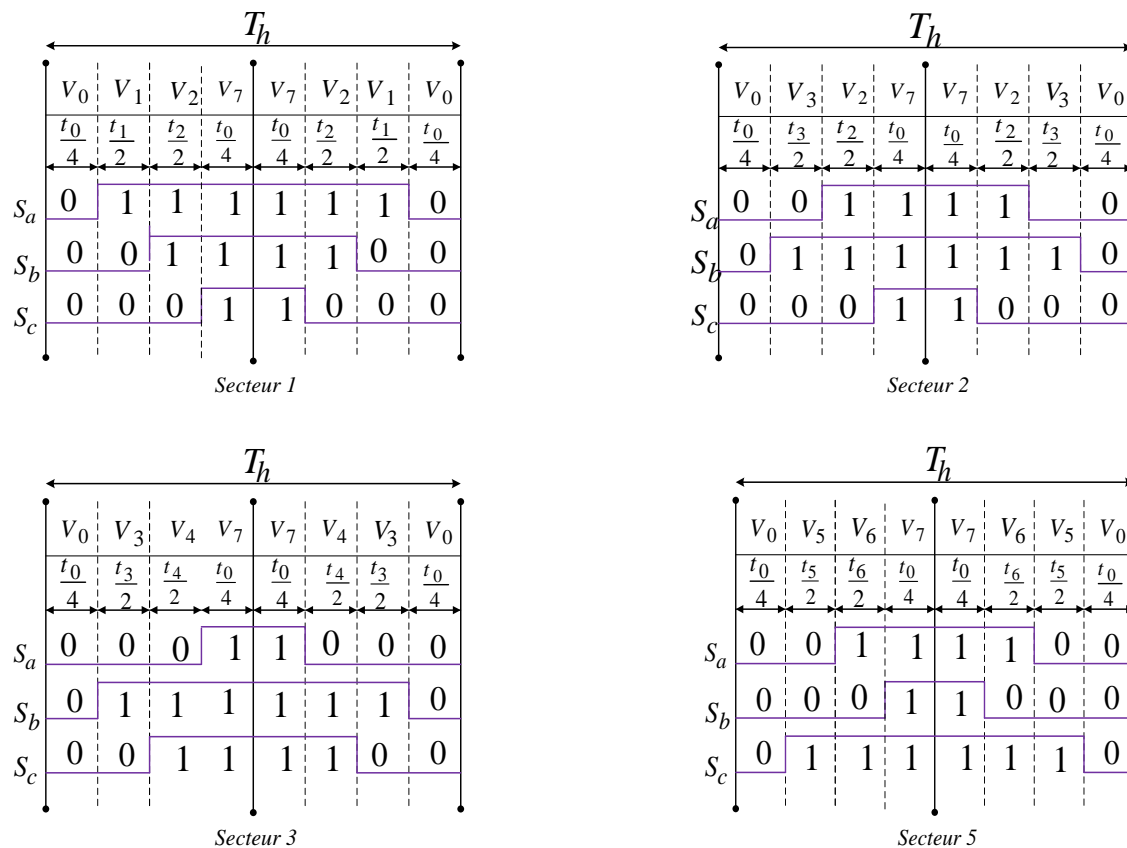


Figure II.6 : Répartition des vecteurs de tension à appliquer pour chaque secteur.

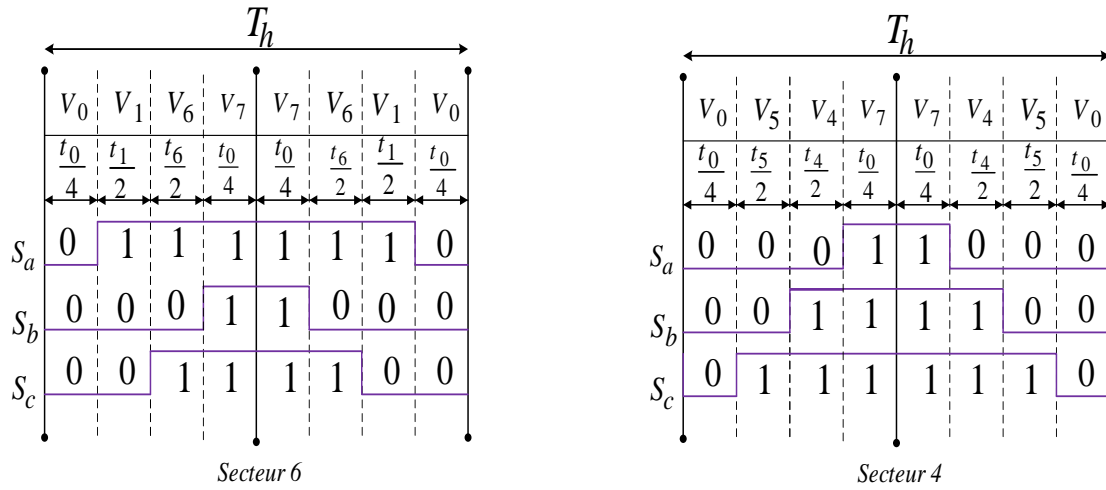


Figure II.6 (suite) : Répartition des vecteurs de tension à appliquer pour chaque secteur.

Finalement, on peut calculer les temps t_{ON} et t_{OFF} de chaque interrupteur dans les différents secteur de l'hexagone. Par exemple, pour le secteur 1, t_{ON} et t_{OFF} sont calculés comme suit:

$$\begin{cases} t_{a_ON} = \frac{t_0}{4}; & t_{a_OFF} = \frac{3t_0}{4} + t_1 + t_2 \\ t_{b_ON} = \frac{t_0}{4} + \frac{t_1}{2} & t_{b_OFF} = \frac{3t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + t_2 \\ t_{c_ON} = \frac{t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} & t_{c_OFF} = \frac{3t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Ainsi le rapport cyclique d_x de chaque interrupteur peut être calculé par la relation suivante :

$$d_x = \frac{T_h - 2 \times t_{ON}}{T_h} \quad (\text{II.29})$$

II. 5 Synthèse d'une commande linéaire pour un onduleur de tension débite une charge RL via un filtre LC

Dans cette section nous avons développé une structure de commande permet de contrôler un onduleur de tension triphasé alimente une charge RL comme il est illustré précédemment dans la figure (II.2).

La figure (II.7) présente le schéma global de la commande synthétisée. La commande constituée de deux boucles de régulation en cascade synthétisées dans le repère dq . La première boucle sert à régler la tension désirée aux bornes de la charge (v_{chd}^*, v_{chq}^*). La deuxième boucle est synthétisé pour objectif de contrôler les courants de l'onduleur (i_{sd}, i_{sq}).

A partir du schéma de la [figure \(II.8\)](#), la fonction de transfert du système ($H_v(s)$) en boucle fermée s'écrit comme la suit:

$$H_v(s) = \frac{\frac{K_{pv}}{C_{pv}}s + \frac{K_{iv}}{C_{pv}}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_{pv}}s + \frac{K_{iv}}{C_{pv}}} \quad (\text{II.31})$$

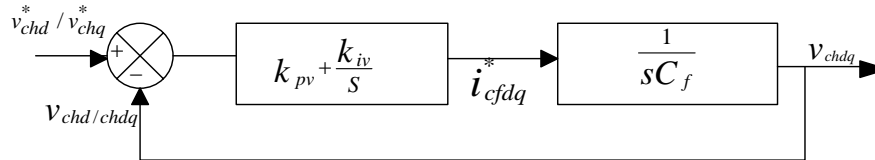


Figure II. 8 : Boucle de régulation de la tension du bus continu

Pour calculer les gains du correcteur on utilise la méthode de placement des pôles. On désire que la fonction de transfert $H_v(s)$ présente le même comportement dynamique qu'un système de deuxième ordre de la forme suivante :

$$F(s) = \frac{\omega_{nv}^2}{s^2 + 2\xi_v \omega_{nv} s + \omega_{nv}^2} \quad (\text{II.32})$$

Où, ξ_v , ω_{nv} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système. Par identification des deux équations caractéristiques des deux fonctions de transfert [\(II.31\)](#) et [\(II.32\)](#), les gains du correcteur sont déterminés par :

$$\begin{cases} K_{pv} = 2\xi_v \omega_{nv} C_{pv} \\ K_{iv} = C_{pv} \omega_{nv}^2 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

II.2.2 Synthèse du régulateur des courants de l'onduleur

Pour imposer le courant de référence i_d^*, i_q^* , nous avons synthétisé une boucle de régulation à base des régulateurs PI permettant d'asservir les courants traversant les inductances du filtre i_d, i_q comme montre la [figure \(II.9\)](#).

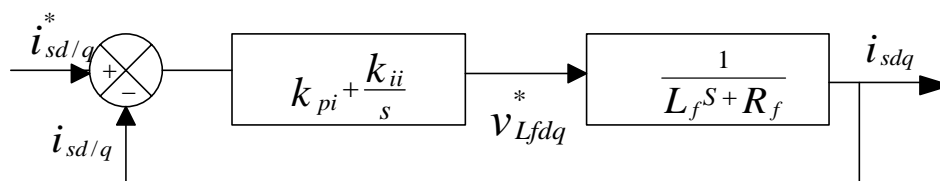


Figure II.9 : Schéma de régulation des courants de l'onduleur.

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la [figure \(II.9\)](#) s'écrit comme suit :

$$H_i(s) = \frac{(K_{pi}s + K_{ii}) / L_f}{s^2 + (K_{pi} + R_f s + K_{ii}) / L_f} \quad (\text{II.34})$$

Où : L_f , R_f représente respectivement l'inductance du filtre et sa résistance.

L'identification de la fonction de transfert en boucle fermée avec celle d'un système de deuxième ordre conduit à :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2\xi_i \omega_{ni} L_f - R_f \\ K_{ii} = L_f \omega_{ni}^2 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Où : ξ_i , ω_{ni} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système.

Enfin, les tensions de référence (v_d^* , v_q^*) de l'onduleur peuvent être calculées en fonction des tensions déterminées par les régulateurs (v_{ifd}^* , v_{ifq}^*) comme suit:

$$\begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ifd}^* \\ v_{ifq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{chd} \\ v_{chq} \end{bmatrix} - L_f \omega \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

II. 6. Résultats de simulations

Pour vérifier l'efficacité de la structure de la commande présentée dans la [figure \(II.7\)](#) nous avons évalué les performances de l'onduleur vis-à-vis une variation de la tension de référence. Les paramètres de simulation sont listés dans le tableaux [Tableau \(II.2\)](#). Les résultats de simulation sont présentés dans la [figure \(II. 10\)](#).

Tableau (II.2) : Paramètres de simulation

Parameters du filter LC	$C_f = 333\mu F$ $L_f = 0.0064H$ $R_f = 0.02\Omega$
Paramètres du régulateur de tension	$\omega_{nv} = 700 \text{ rad} / s$, $\xi_v = 1$
paramètres du régulateur de courant	$\omega_{nv} = 1200 \text{ rad} / s$, $\xi_v = 1$
Paramètres de la charge	$R_{ch} = 33\Omega$

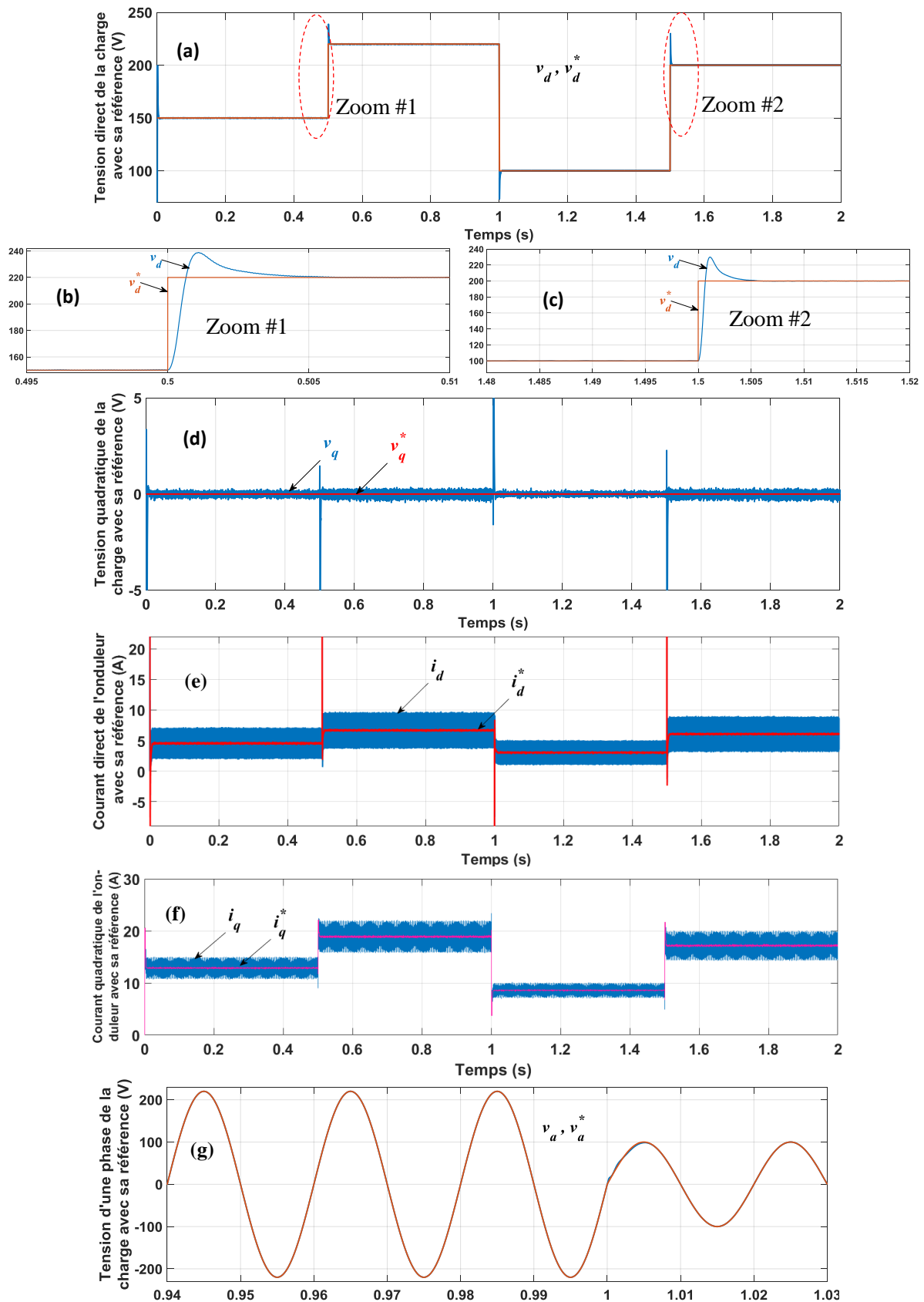


Figure II.10 : Performance de l'onduleur lors d'une variation de la tension de référence, (a) Tension directe la charge avec sa référence, (b) et (c) Zoomes de la figure (a), (d) Tension quadratique de la charge avec sa référence, (e) et (f) Courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (g) Tension d'une phase de la charge avec sa référence.

La figure (II.10) (a), (b) et (c) représentent la tension directe v_d de la charge avec sa référence v_d^* . D'après cette figure on constate que la tension de la charge directe a suivi parfaitement sa référence même avec les variations brusques de la tension de référence dans les instants 0.5s, 1s et 1.5s.

D'après la figure (II.10) (d) on constate que la charge en quadrature de la charge est parfaitement réglée sur la valeur zéro.

Selon les figure (II.10)(e) et (II.10)(f), les courants de l'onduleur (i_{sd}, i_{sq}) suivent parfaitement leurs courants références i_{sd}^*, i_{sq}^* ce qui valide l'efficacité des régulateurs des courants synthétisés.

La figure (II.10) (e) présente la tension d'une phase de la charge avec sa référence dans le repère abc. D'après cette figure, on constate qu'une excellente régulation est obtenue.

II. 5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la commande linéaire de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Dans la première partie du chapitre nous avons focalisé notre étude sur la structure de l'onduleur où nous avons présenté en détail son principe de fonctionnement, son modèle mathématique dans le repère stationnaire triphasé (abc), dans le repère stationnaire biphasé ($\alpha\beta$), et dans le repère synchrone (dq). Ensuite nous avons présenté en détail la théorie de la modulation vectorielle.

Dans la deuxième partie du chapitre nous avons présenté en détail une structure de commande à base de régulateurs linéaires PI qui permet de contrôler un onduleur de tension pour délivrer la tension désirée aux bornes de la charge.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la commande linéaire d'un système de conversion d'énergie qui se compose d'un convertisseur boost en cascade avec un onduleur de tension triphasé.

Chapitre III

Commande linéaire d'un système de conversion d'énergie

III. 1 Introduction

En raison de l'accroissement de la demande actuelle d'énergie électrique dans le monde, les systèmes de production décentralisés à base d'énergie renouvelable sont de plus en plus attrayants, aussi bien sur le plan technologique qu'économique [1],[4]. Mais, d'autre part, ces systèmes nécessitent des structures de contrôle appropriées pour surmonter les problèmes de l'intermittente des sources renouvelables et maximiser l'efficacité de la conversion d'énergie [7].

Dans ce chapitre, nous allons étudier la commande d'un système de conversion d'énergie électrique constitué d'un hacheur élévateur (boost) en cascade avec un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Tout d'abord, on commencera par le dimensionnement des différents éléments passifs du système. Ensuite, nous allons présenter en détail une structure de commande linéaire basée sur les régulateurs PI. L'objectif de cette structure est de (i) commander le convertisseur boost à délivrer la tension désirée au niveau du bus continu et (ii) contrôler l'onduleur de tension pour assurer la tension désirée aux bornes de la charge.

Dans la dernière partie du chapitre nous allons présenter et discuter les résultats de simulations obtenues.

III. 2 Structure du système à étudier

Le système à étudier se compose d'un convertisseur boost connecté en cascade avec un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, un filtre LC et une charge résistive. Le schéma synoptique de ce système est présenté dans la [figure \(III.1\)](#).

Le dimensionnement des composants passifs du convertisseur boost ont été présentés précédemment dans le [chapitre I](#), paragraphes (I.2.2) et (I.2.3).

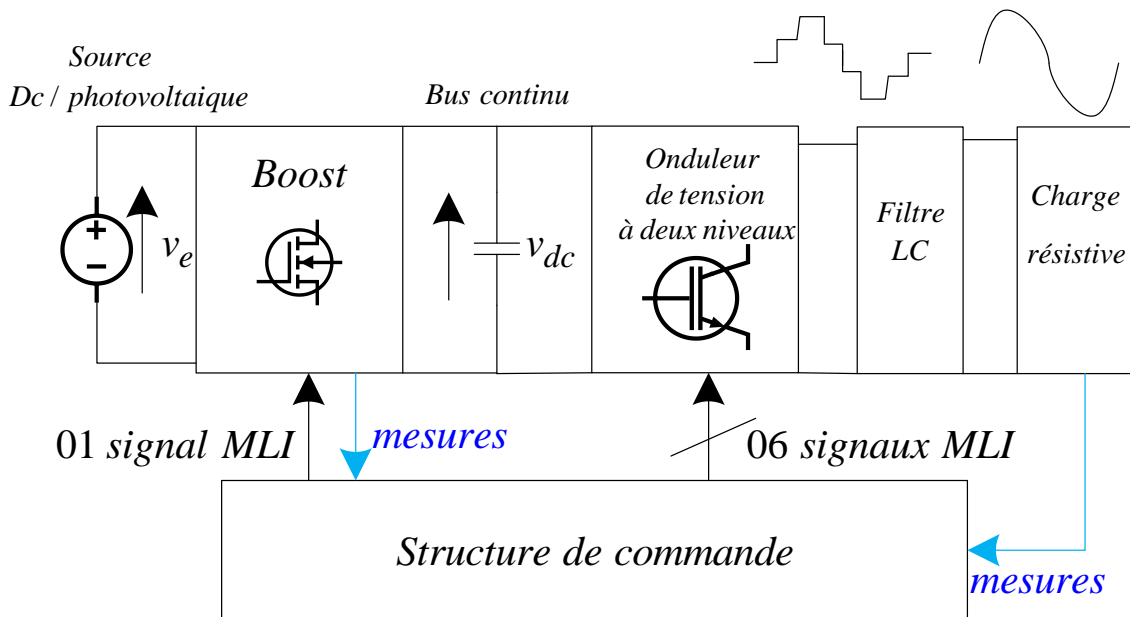


Figure (III .1) : Configuration du système de conversion d'énergie électrique se compose d'un convertisseur boost en cascade avec onduleur de tension triphasé.

III. 3 Structure globale de la commande du système

La [figure \(III .2\)](#) montre le schéma bloc de la commande du système présenté dans la [figure \(III.1\)](#). La structure globale de la commande est divisée en deux parties. La première est développée pour forcer le convertisseur boost à assurer la tension désirée au niveau du bus continu. Les régulateurs sont synthétisés de la même manière présentée dans le [chapitre I](#), voir paragraphes I.3.3 et II.3.4.

La deuxième partie de commande sert à contrôler l'onduleur de tension pour délivrer les tensions désirées aux bornes de charge. Deux boucles de régulation sont utilisées, la première consiste à régler les tensions des condensateurs du filtre ; tandis que la deuxième consiste à régler les courants d'onduleurs selon la consigne déterminée par la première boucle, la sortie de cette boucle détermine les tensions de référence qui seront traduites à travers la modulation vectorielle à des signaux MLI (PWM).

La stratégie et la méthode du calcul des gains des régulateurs utilisés dans cette structure sont similaires aux celles présentées dans le [chapitre II](#), paragraphe II.5.

Le [tableau \(III. 1\)](#) regroupe les valeurs des composants passifs des deux convertisseurs (boost et onduleur) et les gains des régulateurs utilisés pour chaque convertisseur.

Tableau (III.1) : Paramètres utilisés pour la simulation.

Parameters du boost	$f_c = 10\text{KHz}, C = 333\mu\text{F} L = 2\text{mH} R_L = 2\text{m}\Omega$
Paramètres de l'onduleur de tension + le filtre LC	$f_{ond} = 10\text{KHz} C_f = 333\mu\text{F}, R_f = 0.02\Omega \omega_{nv} = 700 \text{ rad} / \text{s}, \xi_v = 1$
Paramètres des régulateurs (courant et tension) utilisés pour contrôle le convertisseur boost	Régulateur du courant: $\omega_{nv} = 1200 \text{ rad} / \text{s}, \xi_v = 1$ Régulateur de la tension: $\omega_{nv} = 1200 \text{ rad} / \text{s}, \xi_v = 1$
Paramètres des régulateurs (courant et tension) utilisés pour contrôle l'onduleur .	Régulateur du courant: $\omega_{nv} = 1200 \text{ rad} / \text{s}, \xi_v = 1$ Régulateur de la tension : $\omega_{nv} = 1200 \text{ rad} / \text{s}, \xi_v = 1$
Paramètres de la charge	$R_{ch} = 33\Omega$

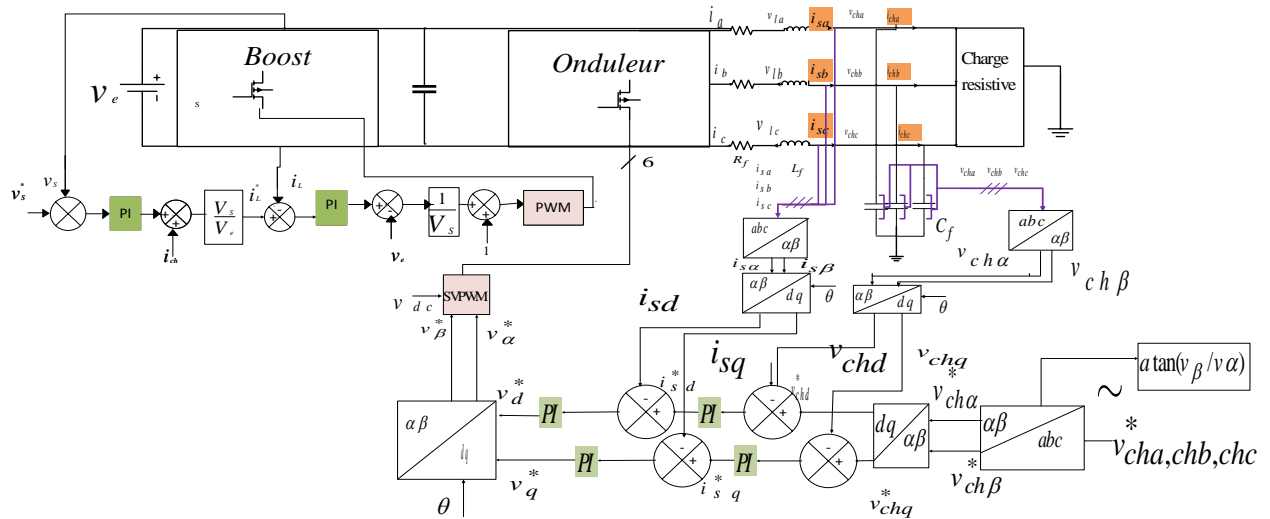


Figure (III.2) : Structure de la commande d'un convertisseur boost en cascade avec un onduleur de tension triphasé.

III. 4 Résultats de simulation

Afin de vérifier la faisabilité de la commande synthétisée pour le système schématisé dans la figure (III.2), nous avons varié la tension de référence v_{dc}^* du convertisseur boost tandis que la consigne de l'onduleur est fixée pour une fréquence 50Hz et d'amplitude 80 V. La figure (III.3) et (III.4) présentent la dynamique et les performances des deux convertisseurs.

D'après les figure (III.3), on constate que le convertisseur boost assure bien les tensions désirées (200V) au niveau du bus continu. De plus, une excellente réglage et dynamique sont obtenues (faible dépassement et temps de réponse rapide) durant toutes les transitions de la tension de référence (à $t=0.5s$ et à $t=1s$). Ces résultats valident la stratégie de la commande adoptée et la synthèse des régulateurs utilisés.

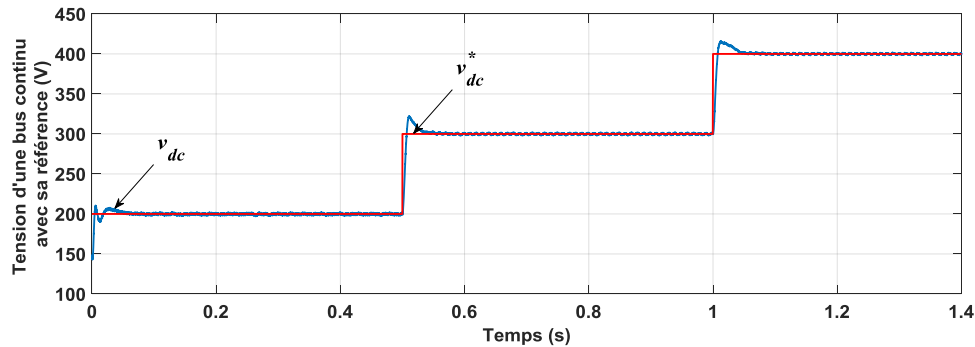


Figure (III.3) : Tension de sortie du convertisseur boost avec sa référence.

La figure (III.4) montre les performances de l'onduleur triphasé. D'après les figure (III.4)(a) et (b), on constate que les tensions de la charge v_d, v_q , suivent avec précision leurs référence v_d^*, v_q^* .

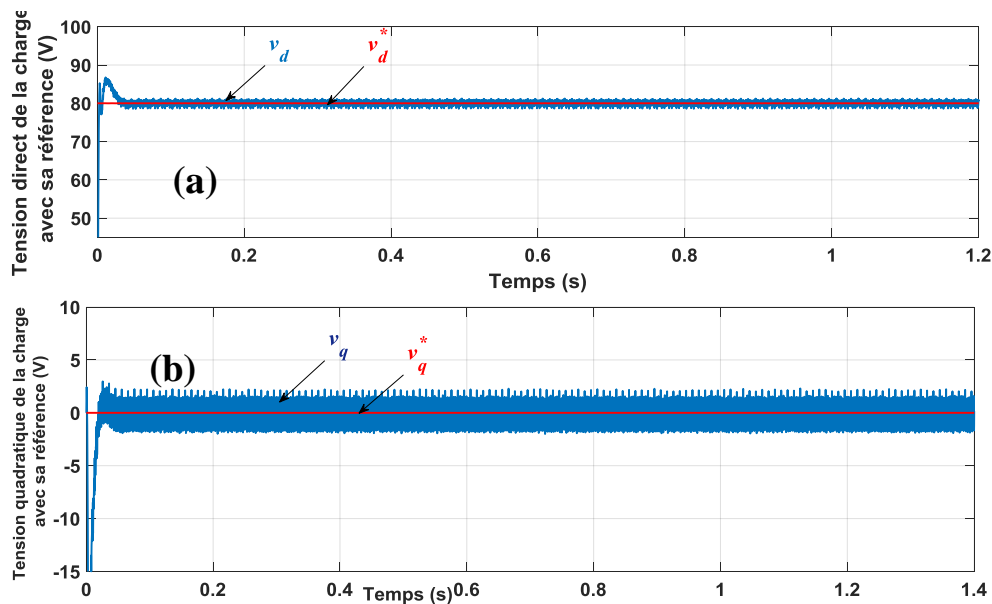


Figure (III.4) : Performance de l'onduleur lors d'une variation de la tension du bus continu (la référence de sa tension de sortie est fixe), (a) et (b) Tension directe et quadratique de la charge avec ses références, (c) et (d) Courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (e) Tension d'une phase de la charge avec sa référence.

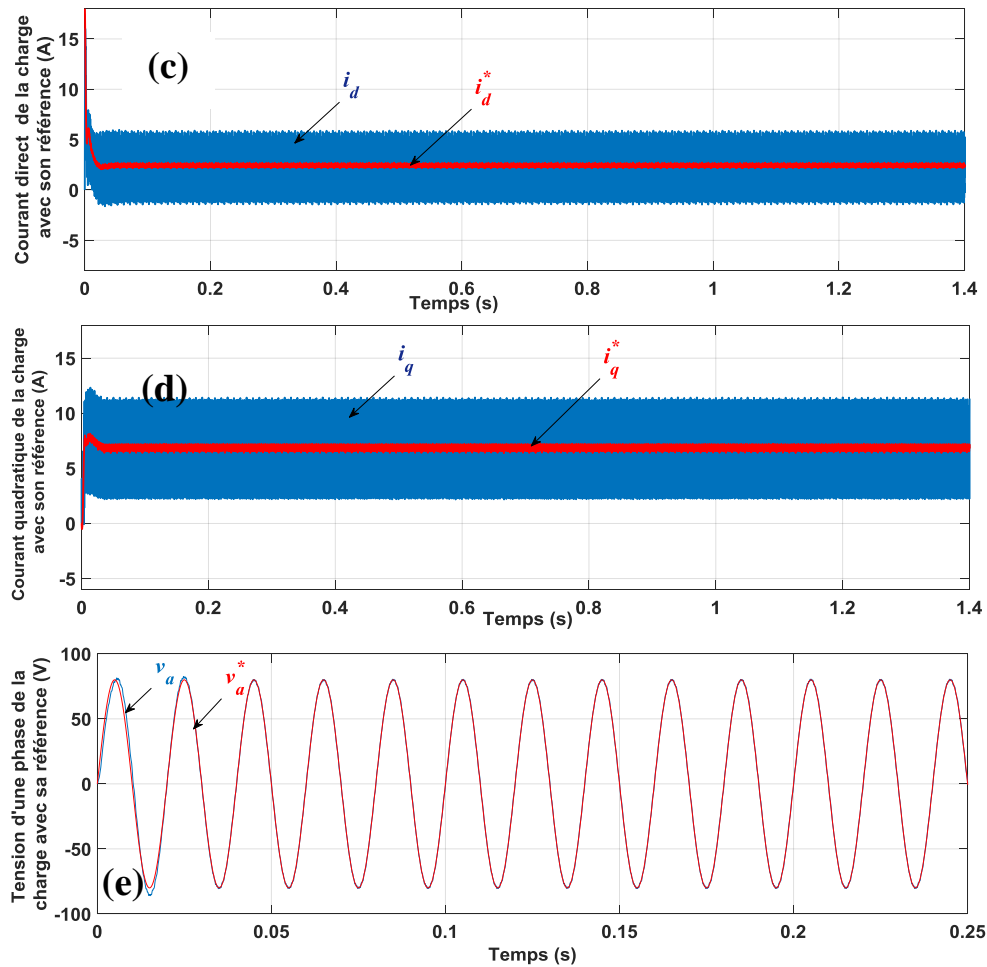


Figure (III.4) (suite) : Performance de l'onduleur lors d'une variation de la tension du bus continu (la référence de sa tension de sortie est fixe), (c) et (d) Courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (e) Tension d'une phase de la charge avec sa référence.

D'après les figure (III.4)(c) et (d), on constate que les courants de l'onduleur i_d, i_q suivent parfaitement leurs courant de références i_d^*, i_q^* ce qui valide la synthèse des régulateurs des courant.

D'après les figure (III.4) (e) une excellente poursuite de la tension désirée est obtenu dans le repère abc ce qui confirme également les bonnes performances de la commande synthétisée.

III. 5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande d'un système de conversion d'énergie constitué d'un convertisseur boost raccordé en cascade avec un onduleur de tension triphasé. La commande synthétisée pour le convertisseur boost permet d'assurer la tension désirée au niveau du bus continu, tandis que la commande développée pour l'onduleur permet de délivrer la tension désirée aux bornes de la charge alternative. Les résultats obtenus ont été montré

l'efficacité des structures de commande synthétisées pour les deux convertisseurs même avec variation brusque de la tension de référence du convertisseur boost.

Dans le chapitre suivant nous allons valider expérimentalement ces structures de commande.

Chapitre IV

Validation expérimentale d'une commande linéaire d'un système de conversion d'énergie

IV. 1 Introduction

Comme pour toutes les sciences appliquées, l'aspect expérimental d'une étude constitue une partie très importante et essentielle. Dans ce dernier chapitre, nous présentons l'implémentation expérimentale d'un système de conversion constitué d'un convertisseur boost en cascade avec un onduleur de tension triphasé.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à la validation pratique de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée d'un boost alimente une charge résistive. Dans un premier temps, nous allons présenter les différentes parties constituant le banc d'essai utilisé pour cette validation telles que la structure physique du convertisseur boost, les cartes de mesure des courants et de tensions, les circuits de pilotage des interrupteurs de puissance et la carte dSPACE utilisée pour le contrôle. Dans un second temps, nous allons présenter et commenter les différents résultats expérimentaux obtenues.

Dans la deuxième partie de ce chapitre nous allons présenter la validation pratique de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée d'un onduleur de tension alimente une charge résistive via un filtre LC. En premier temps nous allons valider l'algorithme de la modulation vectorielle en visualisant les différentes tensions générées par l'onduleur (tensions simples, tensions composées...etc.). Dans un second temps, nous allons présenter et valoriser les résultats expérimentaux de la commande en boucle fermée en visualisant les différentes grandeurs contrôlées.

IV.2 Validation expérimentale de la commande du convertisseur boost

Dans le [chapitre I](#), nous avons synthétisé et validée par simulation une commande en boucle fermée d'un convertisseur boost. Dans les sections suivantes, nous allons présenter la validation expérimentale de cette structure de commande.

IV.2.1 Présentation de la plateforme expérimentale

Dans cette section, nous allons présenter le banc d'essai utilisé pour la validation. Comme illustre la [figure \(IV.1\)](#), ce banc d'essai se compose d'un convertisseur boost, charge résistive variable, carte dSPACE MicroLabBox, cartes de mesures des tensions et de courants et carte d'alimentation bipolaire. Les différents paramètres liés à cette plateforme expérimentale sont résumés dans le [tableau \(IV.1\)](#). La [figure \(IV.2\)](#) montre le schéma synoptique du banc d'essai utilisé pour la validation.

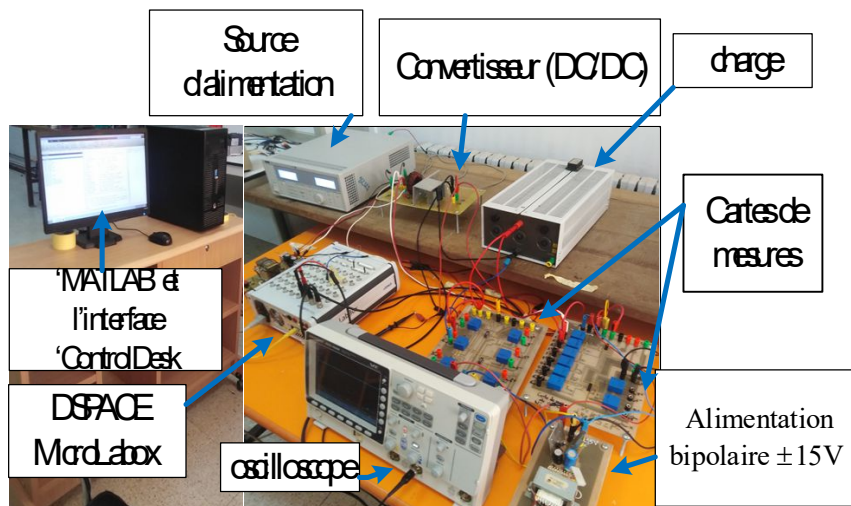


Figure (IV.1) : photo du banc d'essai réalisé.

Tableau (IV.1) : Paramètres du banc d'essai expérimental

Source alimentation	$v_e = 20V$
Fréquence de commutation	$f_c = 10KHz$
Inductance et capacité du Convertisseur boost	$L = 5 mH, C = 333 \mu F$
Résistance de la charge.	33Ω

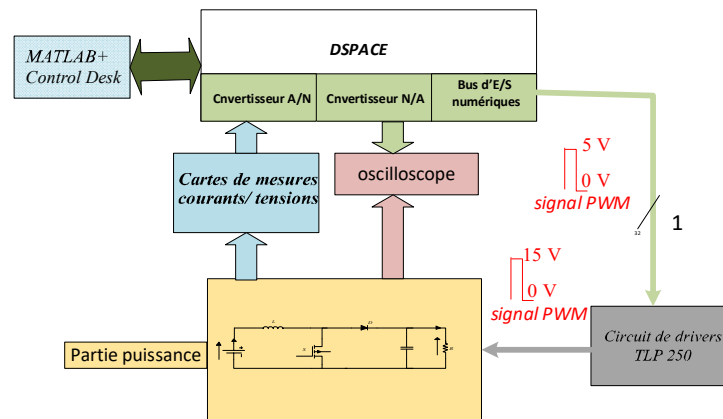


Figure (IV.2) : Schéma synoptique du banc d'essai réalisé.

IV.2.1.1 Structure du convertisseur boost

Le convertisseur boost est réalisé à base du IRFP32N50K [10] qui supporte une tension de 500V et un courant jusqu'à 32A, un condensateur polarisé CD293 (330 μ F, 400V), une diode rapide BYT30PI800 (800V, 30A) [11], une bobine à base de ferrite de valeur 3mH et un circuit de pilotage à base du driver TLP250 [12]. La photo de la figure (IV.3) illustre deux bras des convertisseur boost (un seul bras sera utilisé dans ce travail).



Figure (IV.3) : Photo de deux bras du convertisseur boost (un seul bras est utilisé).

IV.2.1.2 Carte dSPACE MicroLabBox

La carte MicroLabBox [13] présentée dans la figure (IV.4) permet de configurer des applications de contrôle, de test et/ou de mesure. Elle dispose d'un processeur temps réel dual-core de 2 GHz (PowerPC QorIQ P5020 Freescale) capable d'atteindre, selon l'application, des cycles rapides en boucle fermée de moins de 15 μ s. Pour les applications de commande extrêmement rapides, le FPGA intégré peut être utilisé pour les calculs à très grande vitesse. La technologie FPGA permet le traitement, exact, parallèle et rapide des E/S. La MicroLabBox inclut également plus de 100 interfaces d'E/S très diverses de type analogique, numérique. Elle

comporte aussi des interfaces spécialisées telles que les convertisseur analogiques/numériques, Ethernet et des encodeurs de position.

Dans notre travail, la carte dSPACE sert à acquérir les mesures des courants et de tensions nécessaires via les convertisseur analogiques/numériques, exécuter l'algorithme de la commande en temps réel, générer les signaux de commande (PWM) nécessaires pour les convertisseurs de puissance et enregistrer également les résultats expérimentaux sous forme de fichiers '.data'.



Figure (IV.4) : Photo de la carte dSPACE MicroLabBox

IV.2.1.3 Carte de mesure des tensions

Pour mesurer les tensions nécessaires pour la commande, nous avons utilisé une carte de mesure à base de capteur LV25-P [14] disponible au laboratoire, voir figure (IV.5). Le capteur LV 25-P a un rapport de conversion compris entre 1000 et 2500 et une tension mesurée jusqu'à 500V. Le circuit utilisé pour adapter les signaux de mesure est illustré dans la figure (IV.6).

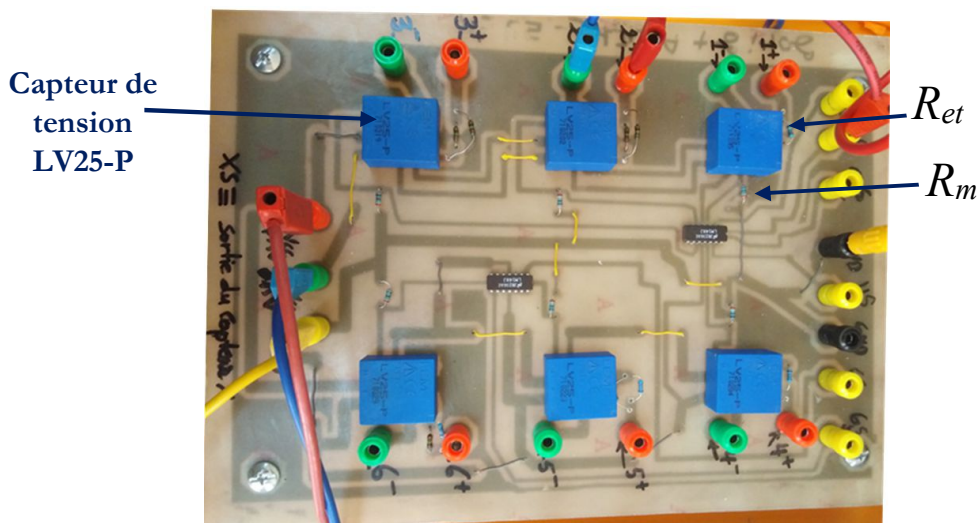


Figure (IV.5) : Carte de mesure des tensions.

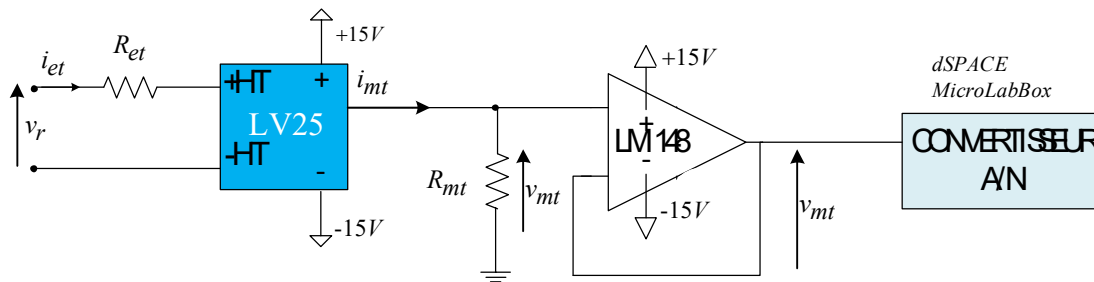


Figure (IV.6) : Schéma du circuit électrique utilisé pour la mesure des tensions.

Ce capteur produit un courant de sortie i_{mt} proportionnel à la tension réelle mesurée v_r dont sa valeur maximale est $i_{mt(\max)} = 25 \text{ mA}$ [14]. Ce courant, est converti en une tension v_{mt} avec l'utilisation d'une résistance de précision R_{mt} dont sa valeur est dimensionnée selon la tension maximale $v_{mt(\max)}$ désirée à la sortie du capteur. La résistance à l'entrée du capteur R_{et} est dimensionnée pour que le courant d'entrée à ce capteur i_{et} ne dépasse pas la valeur maximale spécifiée par le constructeur (10 mA) [14].

Dans notre cas, la tension désirée de sortie maximale ne dépasse pas 5V, donc :
 $v_{mt(\max)} = 5 \text{ V}$ alors : $R_{mt} = 5 \text{ V} / 25 \text{ mA} = 200 \Omega$.

D'autre part, si on choisit la tension maximale à mesurer $v_{r(\max)} = 50 \text{ V}$, la résistance est calculée par: $R_{et} = 50 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 5 \text{ kW}$.

IV.2.1.4 Carte de mesure des courants

Pour les mesures des courants, nous avons utilisé une carte de mesure à base de capteurs LEM-LA 25-NP à effet Hall [15]. La figure (IV.7) et la figure (IV.8) montre respectivement la carte de mesures des courant et le circuit électrique utilisé pour adapter les signaux à l'entrée et à la sortie du capteur du courant LA-25NP.

Dans la figure (IV.7), le capteur LA-25NP produit un courant i_{mc} proportionnel au courant réel i_r avec un rapport de conversion configurable (1/1000, 2/1000, 3/1000, 4/1000, ou 5/1000). La valeur maximale du courant de sortie dépend du gain choisi, par exemple un gain de 1/1000 correspond à un courant $i_{mc(\max)} = 25 \text{ mA}$ [15].

La valeur du courant i_{mc} est ensuite convertie en une tension v_{mc} à travers une résistance de précision R_{mc} placée à la sortie du capteur. La valeur de cette dernière est dimensionnée selon la tension maximale désirée à la sortie du capteur $v_{mc(\max)}$.

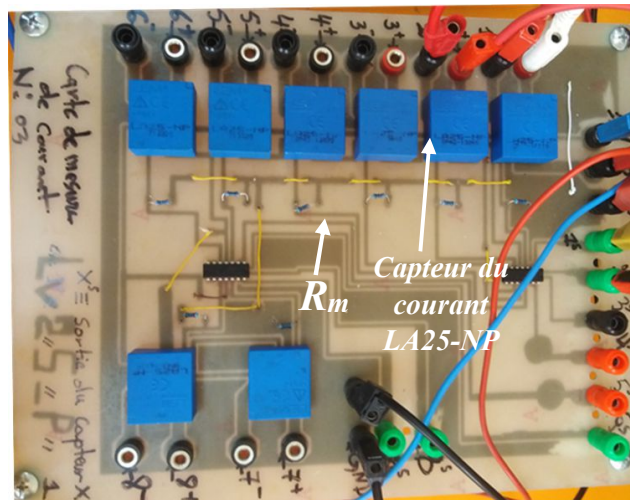


Figure (IV.7) : Carte de mesure des courants.

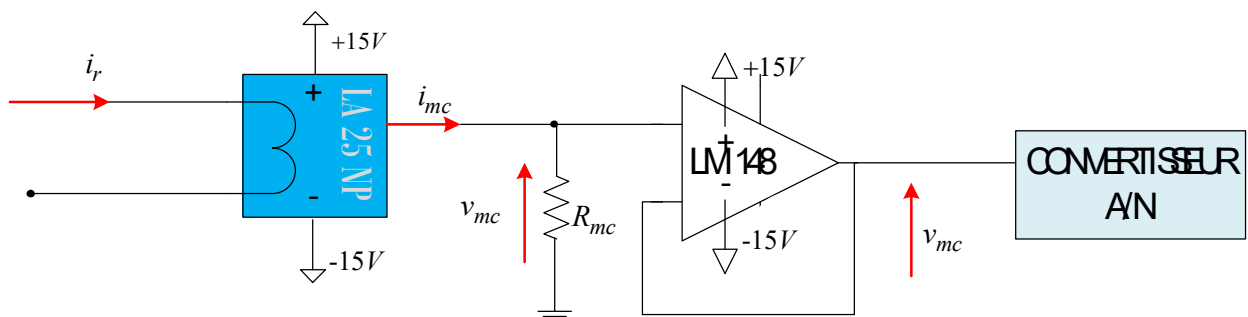


Figure (IV.8) : Schéma du circuit électrique utilisé pour la chaîne de mesure des mesures des courant utilisée.

Dans ce cas, nous avons choisi un gain de 1/1000, et une tension à la sortie du capteur n'excède pas le 5V, alors la résistance de mesure est $R_{mc} = 5 \text{ V} / 25 \text{ mA} = 200 \Omega$.

IV.2.1.5 Alimentation bipolaire

Pour alimenter les différentes cartes électroniques telles que les cartes des mesures et les circuits de pilotage du convertisseur, nous avons utilisé une alimentation bipolaire ($\pm 15 \text{ V}$) avec un isolation galvanique disponible au laboratoire. La figure (IV.9) montre une photo de cette carte.

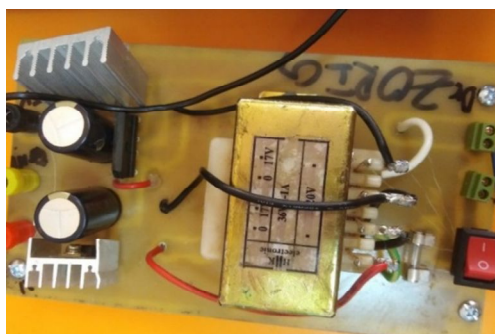


Figure (IV.9) : Photo des cartes d'alimentation $\pm 15 \text{ V}$ utilisées.

Le schéma du circuit de la carte est illustré dans la [figure \(IV.10\)](#).

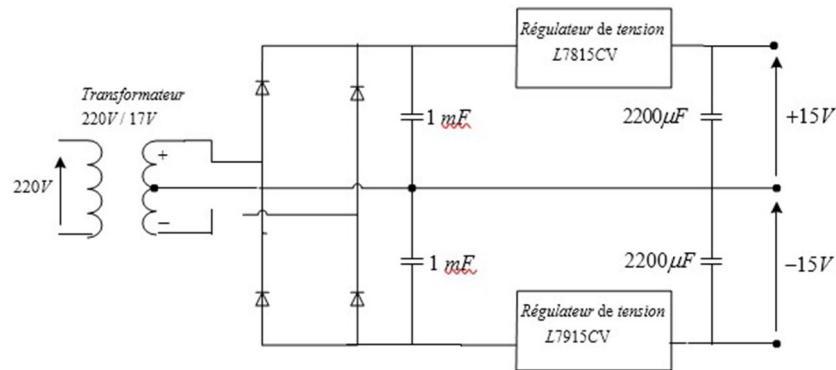


Figure (IV.10) : Schéma synoptique de la carte d'alimentation continue bipolaire.

IV.2.2 Résultats expérimentaux

Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée du convertisseur boost.

IV.2.2.1 Résultat de la commande en boucle ouverte du convertisseur boost

Pour vérifier le bon fonctionnement du convertisseur boost, nous avons effectué un test en boucle ouverte. Dans ce test, nous avons varié le rapport cyclique et observé la valeur de la tension de sortie du convertisseur (*la tension d'entrée du convertisseur est fixée à 25 V*). La [figure \(IV.11\)](#) montre les tensions de sorties enregistrées pour chaque valeur du rapport cyclique.

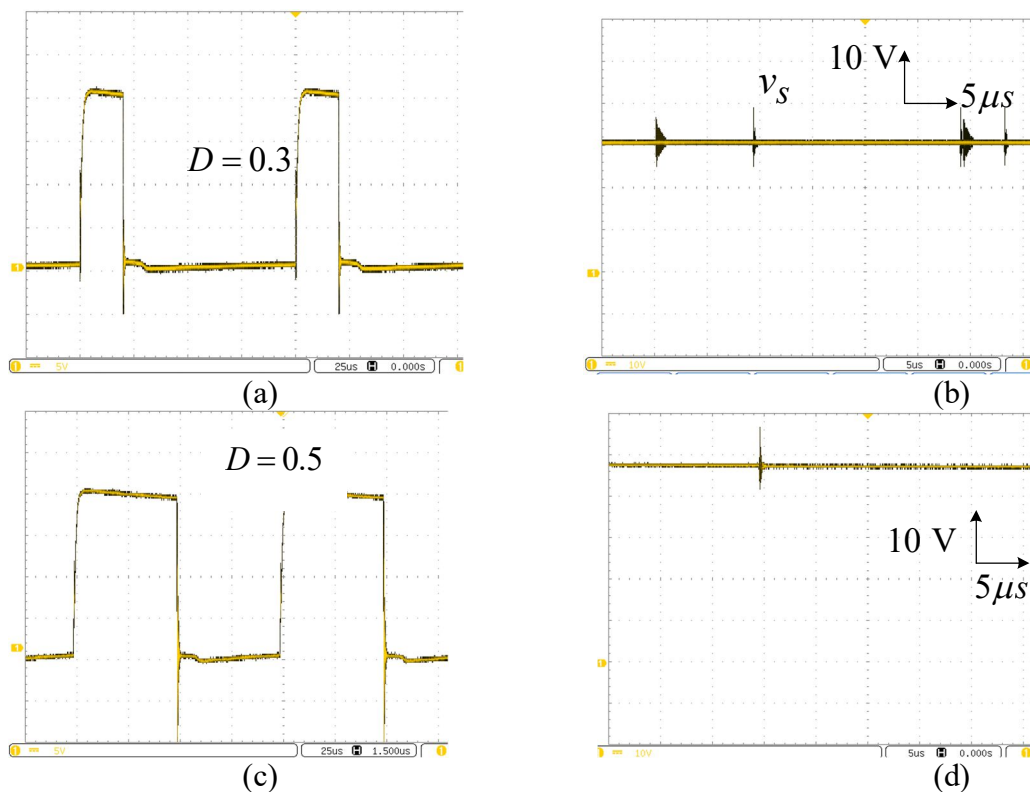


Figure (IV.11) : Résultat en boucle ouverte : Forme d'ondes du signal MLI et de la tension de sortie du convertisseur boost, (a), (b) Rapport cyclique $D=0.3$, (c), (d) Rapport cyclique $D=0.5$, (e), (f) Rapport cyclique $D=0.7$.

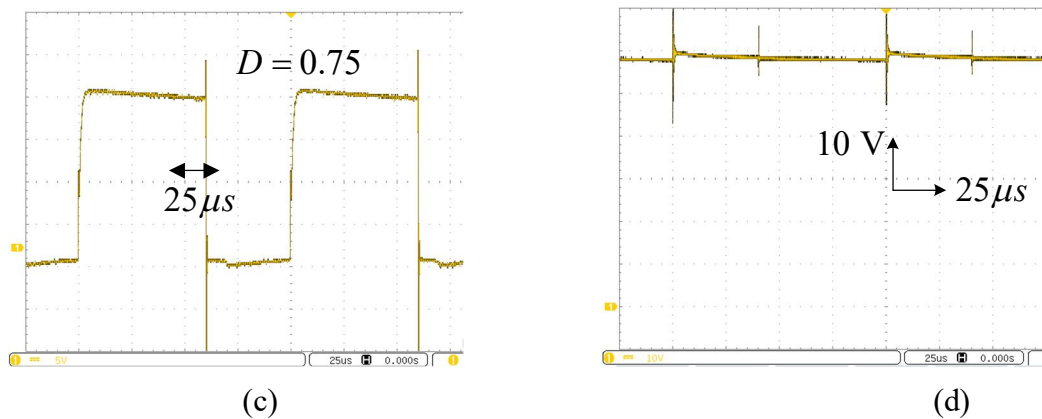


Figure (IV.11) (suite) : Résultat en boucle ouverte : Forme d'ondes du signal MLI et de la tension de sortie du convertisseur boost (e), (f) Rapport cyclique $D=0.7$.

D'après la [figure \(IV.11\) \(a\)](#), on constate que la tension de sortie du convertisseur est autour de 28V, ce qui correspond au rapport cyclique 0.3.

Les figures [\(IV.11\) \(b\)](#) et [\(c\)](#), représentent respectivement la tension de sortie du convertisseur boost pour un rapport cyclique de 0.5 et 0.75. D'après ces figures, on peut confirmer que le convertisseur réagit bien avec la variation du rapport cyclique. Cependant, la tension de sortie ne correspond pas exactement à la valeur du rapport cyclique en raison que le convertisseur fonctionne en boucle ouverte.

IV. 2. 2. 2 Résultat de la commande en boucle fermée du convertisseur boost

Dans ce paragraphe nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande en boucle fermée du convertisseur boost, cette commande a été synthétisée précédemment dans le [chapitre I](#). Pour tester l'efficacité de la commande implémentée, nous avons procédé à une variation de la tension de référence. Les résultats de ce teste ont été enregistrés via l'interface Control Desk de la carte dSPACE. Les paramètres des régulateurs PI sont listés dans le [tableau \(IV.2\)](#). Les résultats expérimentaux obtenus sont présentés dans la [figure \(IV.12\)](#).

Tableau (IV.2) : Gains des régulateurs PI

Paramètres du régulateur de tension	$\omega_{nv} = 100 \text{ rad/s}, \zeta_v = 1$
Paramètres du régulateur de courant	$\omega_{ni} = 100 \text{ rad/s}, \zeta_i = 1$

Les [figurer \(IV.12\) \(a\), \(b\), \(c\) et \(d\)](#) illustre la variation de la tension du convertisseur boost avec sa référence. D'après ces figures, on constate que la tension de sortie suit bien sa référence même avec les variations rapides de la tension de référence.

Les [figures \(IV.12\) \(e\), \(f\)](#) représentent le courant traversant la bobine avec son référence. D'après cette figure on constate une excellente poursuite est obtenue.

La figure (IV.12) (g) présente le rapport cyclique. D'après cette figure, on constate que le convertisseur réagit bien dans chaque variation de la tension de référence ce qui valide la synthèse de la commande développée.

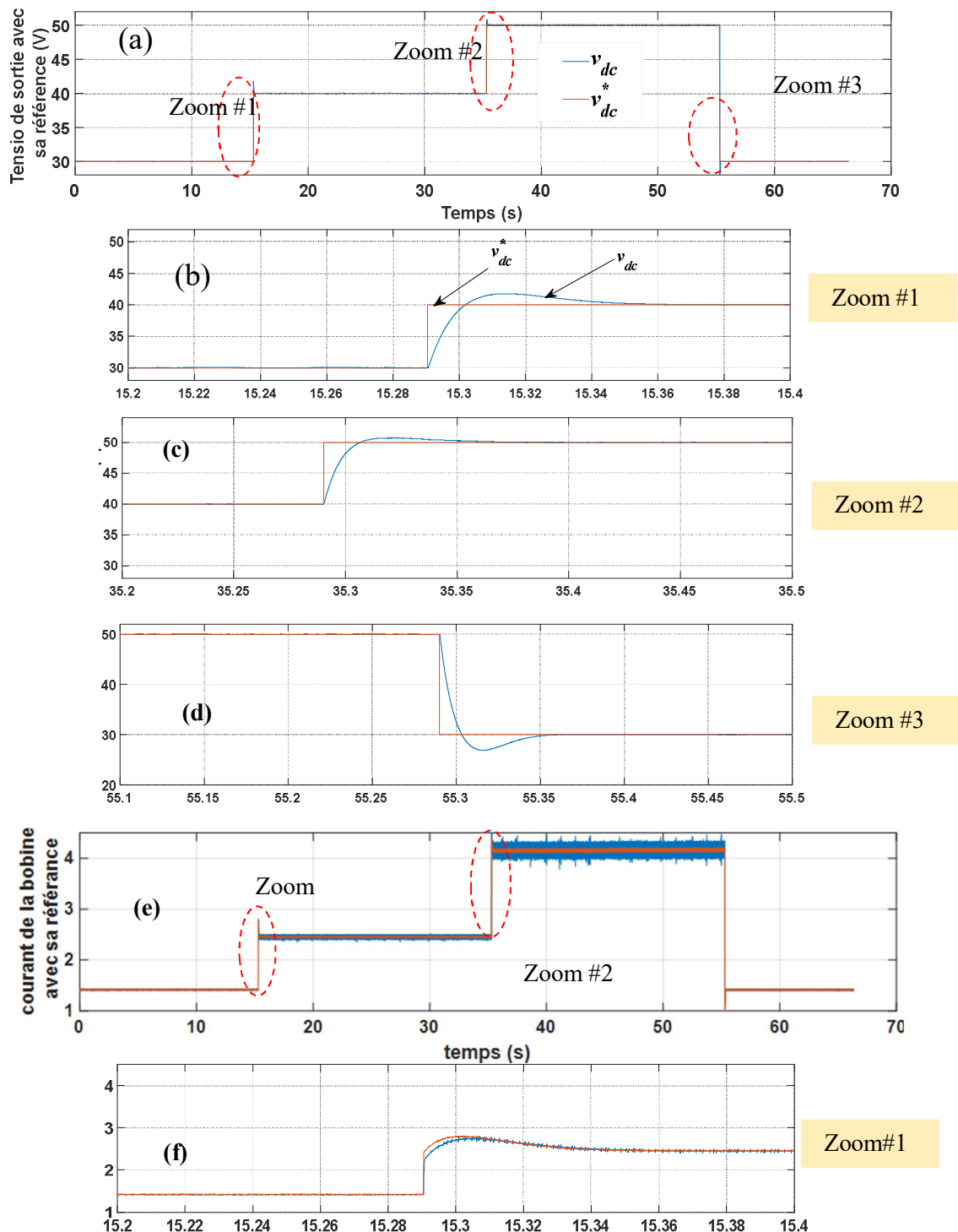


Figure (IV.12) : Performances de la commande en boucle fermée du convertisseur boost vis-à-vis une variation de la tension de référence : **(a)** Tension de sortie avec sa consigne **(b), (c) et (d)** Zooms de la tension de sortie avec sa consigne **(e)** Courant de la bobine et sa consigne **(f), (g)** Zooms du courant de la bobine et sa consigne, **(h)** Rapport cyclique.

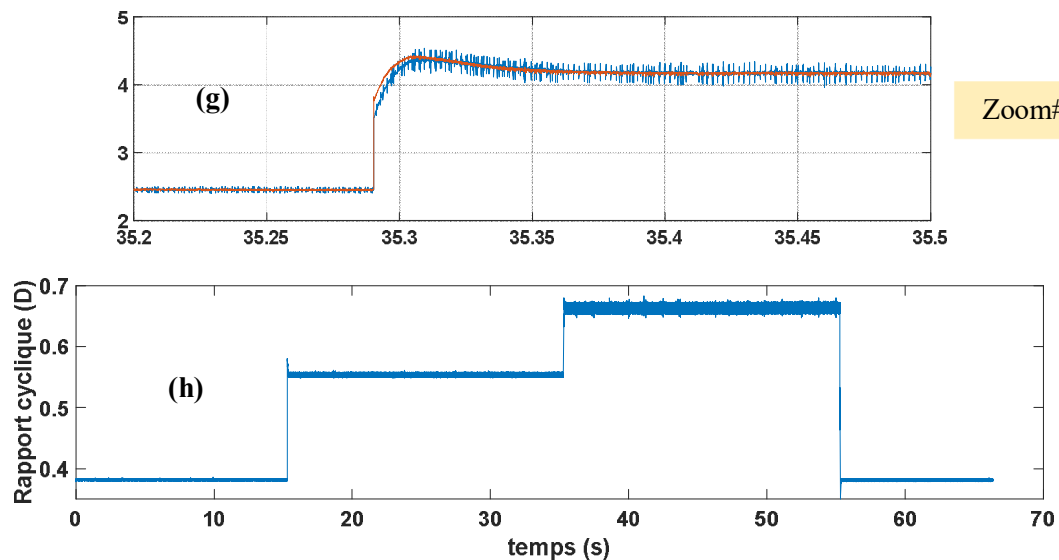


Figure (IV.12) (suite) : Performances de la commande en boucle fermée du convertisseur boost vis-à-vis une variation de la tension de référence : (g) Zooms du courant de la bobine et sa consigne, (h) Rapport cyclique.

IV.3. Validation expérimentale d'une commande linéaire d'un onduleur de tension triphasé

Pour valider la commande synthétisée pour l'onduleur de tension triphasé (voir [chapitre II](#)) nous avons utilisé un banc d'essai disponible au laboratoire. Dans cette section, nous allons présenter tous d'abord ce banc d'essai. Ensuite, nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande en boucle ouverte puis en boucle fermée.

IV.3.1 Présentation et description du banc d'essai utilisé

Le banc d'essai ([figure IV.13](#)) utilisé dans ce test se compose d'un onduleur de tension triphasé, une carte de pilotage des intercepteurs de puissance, une charge résistive et un filtre LC. Les algorithmes de commande sont implémentés en utilisant la carte de dSPACE MicroLabBox. Les paramètres des composants constituant ce banc d'essai expérimental sont résumés dans le [Tableau \(IV.3\)](#).

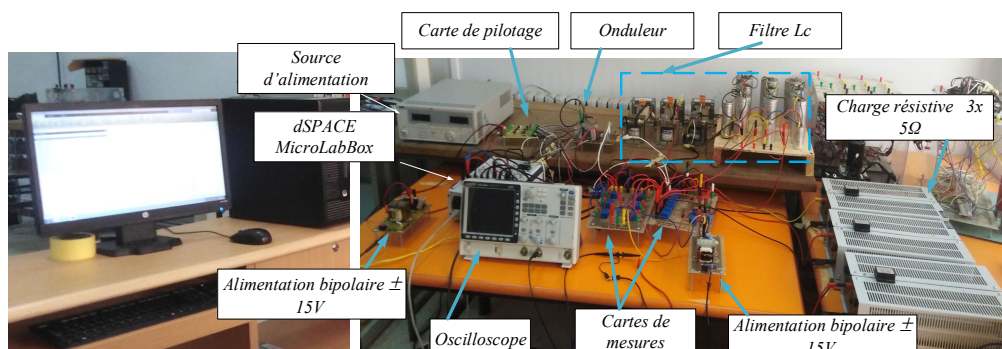


Figure (IV.13) : Prototype expérimental.

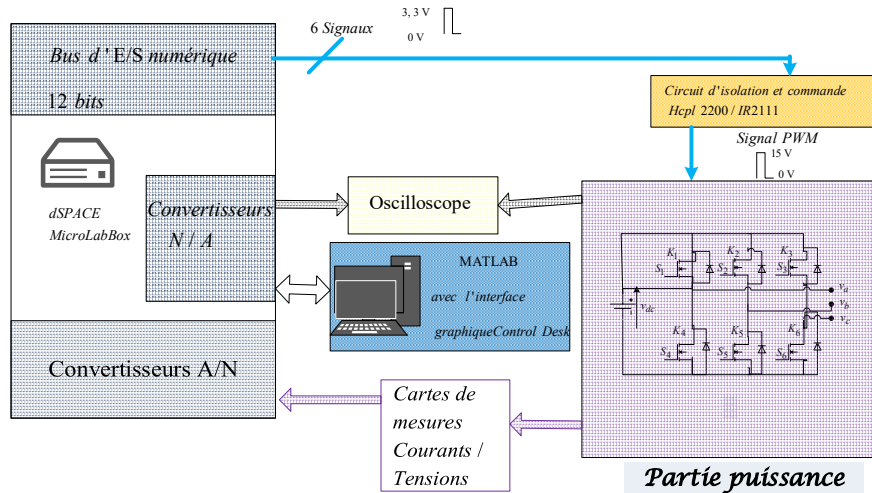


Figure (IV.14) : Schéma synoptique du banc d'essai de la figure (IV.13).

Tableau (IV.3) : Paramètres expérimentaux

Alimentation de l'onduleur	$v_e = 20$
Fréquence d'échantillonnage	$f_e = 33$ kHz
Inductance du filtre	5 mH
Capacité du filtre	275 μ F
Fréquence de commutation	$f_c = 20$ kHz
Résistance de la charge	5 Ω

IV.3.1.1. Structure d'onduleur de tension

L'onduleur de tension triphasé est conçu à base de IGBT K30T60 [16] qui supportent une tension de 600V et un courant jusqu'à 30A. Les IGBTs sont contrôlables à la fermeture/ouverture par application d'une tension de 15V/0V entre l'émetteur (Source) et la gâchette (Gate). La figure (IV.15) montre la structure de l'onduleur utilisé.

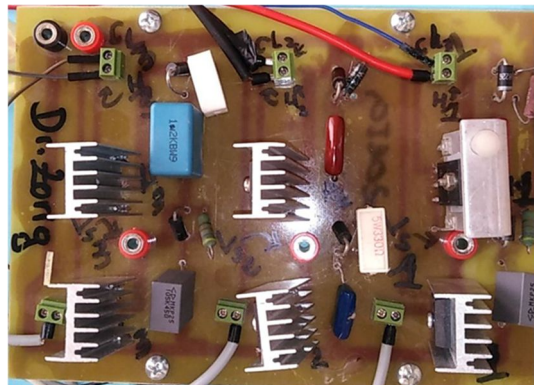


Figure (IV.15) : Photo d'onduleur de tension triphasé.

IV.3.1.2. Circuit de pilotage et de protection du IGBT

La carte de pilotage est réalisée à base du driver HCPL2200 [17] et le driver IR2111 [18]. La carte permet d'adapter le niveau de tension des signaux PWM (0, 3V) générés par la carte dSPACE au niveau de tension nécessaire pour la commutation des IGBT (15V, 10mA). Le driver IR2111 permet de générer les trois signaux complémentaires avec un le temps mort (Dead time) de 650 ns. La figure (IV.16) montre une photo de la carte de pilotage d'onduleur.

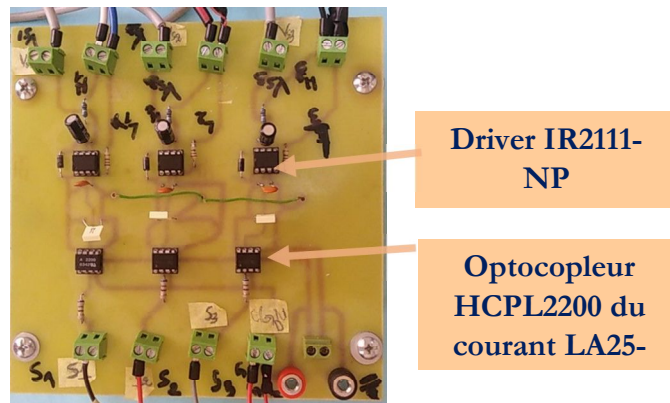


Figure (IV.16) : Carte de pilotage des interrupteurs de puissance.

IV.3.1.3. Filtre LC

Le filtre LC est constitué des condensateurs électrolyte branchés en parallèle et des inductances à noyaux de ferre branchées en série. La figure (IV.17) illustre les condensateurs et les inductances utilisés.



Figure (IV.17) : Photo des condensateurs et des inductances du filtre LC.

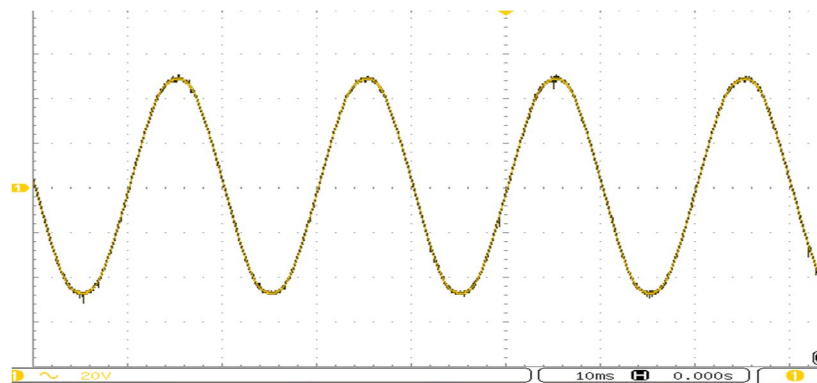
IV.3.2. Résultats expérimentaux de la commande de l'onduleur de tension triphasé

Dans cette section, nous allons présenter les résultats expérimentaux de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée de l'onduleur de tension triphasé.

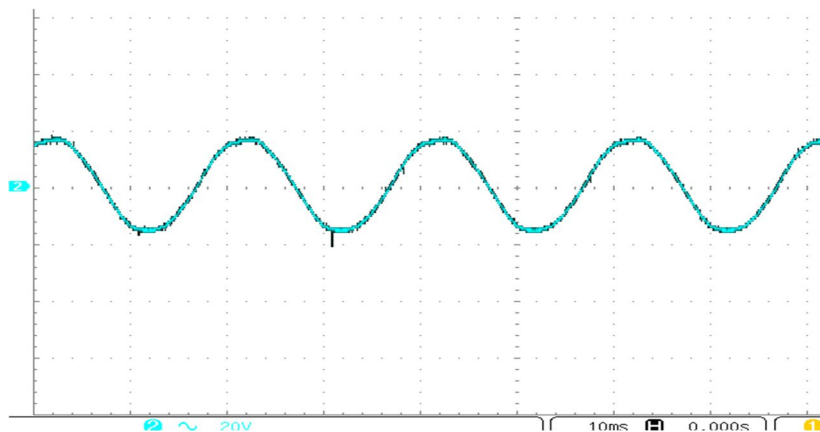
IV.3.2.1. Validation de la commande en boucle ouverte

Dans ce test, nous allons vérifier la commande en boucle ouverte de l'onduleur de tension triphasé piloté par la modulation vectorielle. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure (IV.18).

D'après la [figure \(IV.18\) \(a\) et \(b\)](#) on constate que la tension et le courant de la charge sont de forme sinusoïdale ce qui valide d'un côté l'algorithme de la modulation vectorielle et le dimensionnement du filtre LC et d'un autre côté.



(a)



(b)

Figure (IV.18) Résultat de la commande en boucle ouverte, **(a)** Tension aux bornes d'une phase de la charge, **(b)** Courant d'une phase de la charge.

IV.3.2.2. Validation de la commande en boucle fermée

Dans ce paragraphe, nous allons vérifier expérimentalement les performances de l'onduleur de tension en boucle fermée vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence. Le schéma de la commande implémenté est le même présenté précédemment dans le [chapitre. II](#). Les paramètres des régulateurs PI sont listés dans le [Tableau IV.4](#). Les résultats expérimentaux obtenus sont présentés dans les [figure \(IV.19\) et \(IV.20\)](#).

Tableau (IV.4) : Gains des régulateurs PI.

Paramètres des régulateurs de tension	$\omega_{nv} = 100 \text{ rad / s}$, $\xi_{nv} = 1$
Paramètres des régulateurs de courant	$\omega_{ni} = 300 \text{ rad / s}$, $\xi_{ni} = 1$

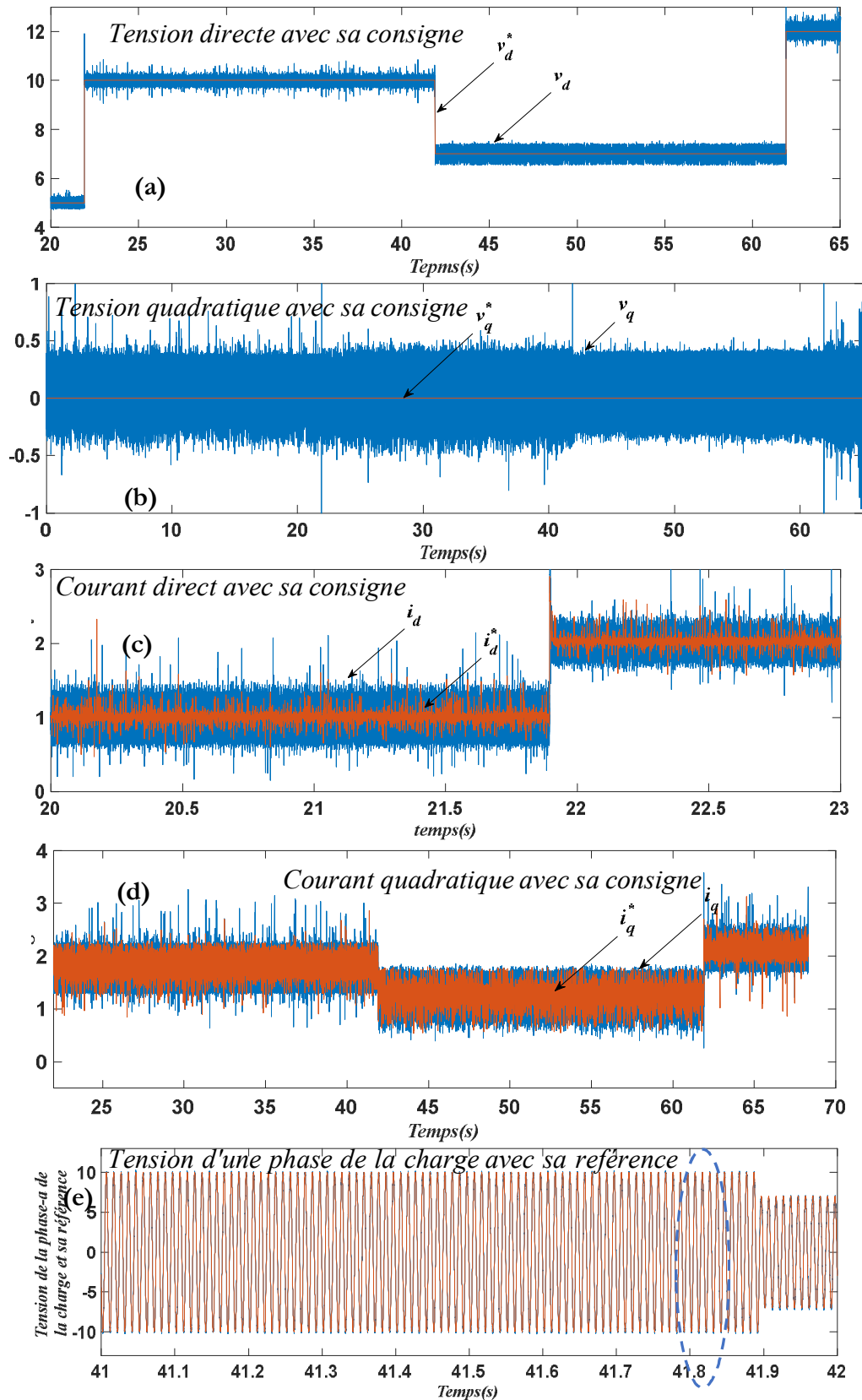


Figure (IV.19) : Performances d'onduleur de tension vis-à-vis les variations de la tension de référence : (a) Tension directe de la charge avec sa référence, (b) Tension quadratique de la charge avec sa référence, (c), (d) respectivement, courant direct et quadratique de l'onduleur avec leurs références, (e) Tension de la phase-a de la charge et sa référence, (f) Zoom de la figure (e).

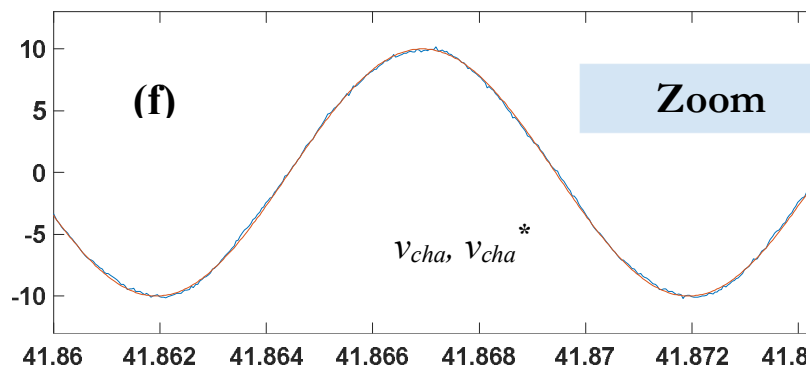


Figure (IV.19) (suite) : Performances d'onduleur de tension vis-à-vis les variations de la tension de référence, (f) Zoom de la figure (e).

Les figures (IV.19) (a), (b) représentent les variations de les tensions directe et quadratique de la charge avec leurs références. D'après ces figures, on constate que les tensions suivent bien leurs références même avec les variations brusques considérées.

Les figures (IV.19) (c), (d) représentent les variations du courant directe et quadratique de l'onduleur avec leurs références. D'après ces figures, on constate une excellente poursuite avec des faibles dépassements ce qui valide la commande synthétisée précédemment dans le chapitre II.

D'après les figures (IV.19) (e) (f) on constate que la tension de la charge suit parfaitement sa consigne dans le repère abc, ce confirme aussi l'efficacité de la commande implémentée.

Les figures (IV.20) (a) (b) présente les tensions de la charge. D'après cette figure, on constate que ces tensions sont bien équilibrées.

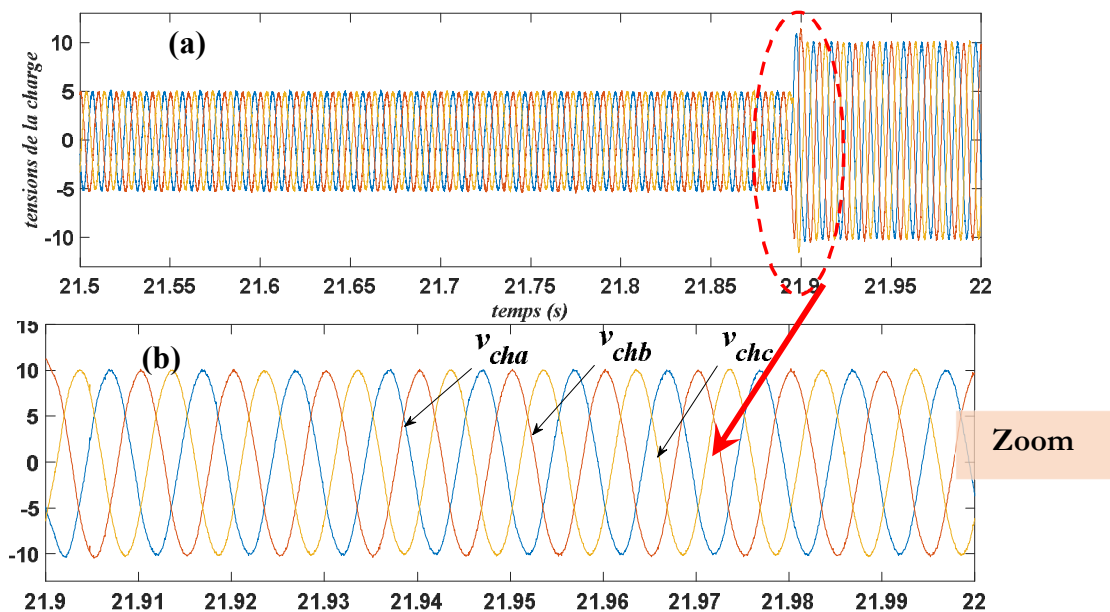


Figure (IV.20) : Performances d'onduleur de tension vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence : (a), (b) tensions des phases de la charge avec zoom (c), (d) courants des phases d'onduleur avec zoom.

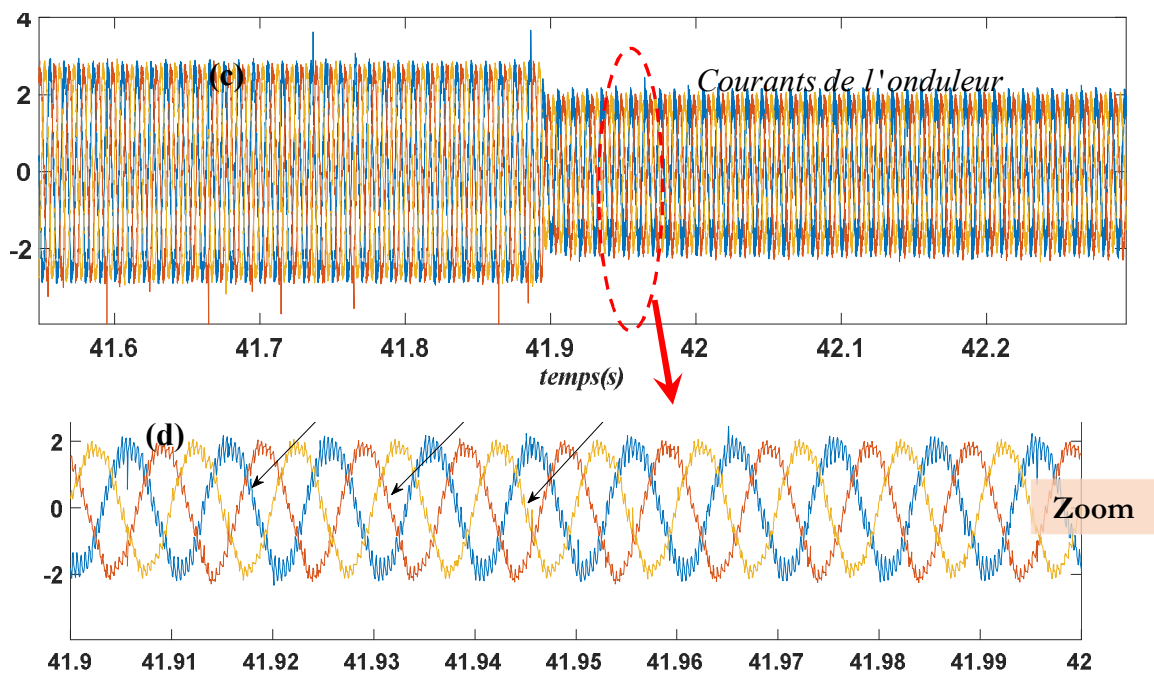


Figure (IV.20) (suite) : Performances d'onduleur de tension vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence : (c), (d) courants des phases d'onduleur avec zoom.

Les figures (IV.20) (c) (d) montre les courants de l'onduleur. D'après cette figure on constate que ces tensions sont bien équilibrées. Ceci valide la stratégie, la synthèse, l'implémentation et l'efficacité des régulateurs des courants.

IV.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté l'implémentation expérimentale de la commande en boucle fermée d'un convertisseur boost et celle d'un onduleur de tension triphasé. Ces deux convertisseurs sont les éléments de base dans les systèmes de conversion d'énergie photovoltaïque, pile à combustible..., etc.

Dans un premier temps, nous avons présenté en détail le banc d'essai utilisé pour la validation de la commande du convertisseur boost. Ensuite, nous avons présenté les résultats expérimentaux de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée du convertisseur boost. Les résultats obtenus ont été montré l'efficacité de la commande synthétisée vis-à-vis la variation de la tension de consigne.

Dans un second temps, nous avons présenté les composants constituant le banc d'essai utilisé pour la validation de la commande d'onduleur de tension triphasé. Ensuite, nous avons présenté les résultats expérimentaux de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée de l'onduleur. Les résultats obtenus ont été montré également des bonnes performances en termes de la poursuite de la tension de référence et le temps de réponse.

Conclusion générale

Les travaux de ce mémoire ont été focalisés sur le contrôle d'un système de conversion d'énergie électrique constitué d'un convertisseur DC-DC en cascade avec un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Ce système est beaucoup utilisé dans les chaînes de production d'énergie renouvelable telles que, le photovoltaïque, la pile à combustible, ...etc. Le mémoire est organisé en quatre chapitres. Le premier chapitre présente une étude détaillée sur le convertisseur DC-DC de type élévateur (boost). En premier temps, nous avons présenté la modélisation et le dimensionnement de ce convertisseur. Ensuite, nous avons présenté une structure de commande basée sur les régulateurs PI et la modulation de la largeur d'impulsion pour contrôler ce convertisseur. L'objectif de cette structure de commande était de forcer le convertisseur boost pour délivrer la tension désirée aux bornes de la charge. A la fin du chapitre, nous avons testé l'efficacité de cette commande vis-à-vis les variations brusques de la tension de référence et les résultats obtenus ont été montrés des bonnes performances notamment en termes de poursuite de la tension de référence et le temps de réponse.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié en détail l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

- Premièrement, nous avons détaillé le principe de fonctionnement de cet onduleur ;
- Deuxièmement, nous avons présenté sa modélisation dans le repère stationnaire triphasé (abc), dans le repère stationnaire biphasé ($\alpha\beta$) et dans le repère synchrone (dq) ;
- Troisièmement, nous avons présenté le principe de la modulation vectorielle ainsi que les étapes de la réalisation de son algorithme telles que la localisation du vecteur de référence, le calcul des temps d'application des vecteurs de tension, la distribution des vecteurs de tension et la génération des signaux de commande ;
- Quatrièmement, nous avons développé une structure de commande à base de la modulation vectorielle et des boucles en cascades synthétisées dans le repère dq . Cette structure de commande a pour objectif de contrôler l'onduleur pour générer la tension désirée aux bornes d'une charge résistive-inductive (RL) ;
- Finalement, nous avons testé les performances de cette structure de commande vis-à-vis la variation de la tension de référence et les résultats obtenus ont été montrés des bonnes performances en termes de la poursuite d'amplitude et la fréquence de la tension de référence.

Dans le troisième chapitre de ce mémoire nous avons étudié la commande d'un système de conversion d'énergie constitué d'un boost en cascade avec un onduleur de tension triphasé. Dans un premier nous avons présenté la commande globale permet de piloter ces deux convertisseurs. Ensuite, nous avons vérifié les performances du système via plusieurs tests. Les résultats obtenus ont été montrés l'efficacité de la commande synthétisée pour assurer à la fois la tension sinusoïdale désirée aux bornes de la charge et la tension désirée au niveau du bus continu.

Le dernier chapitre de ce mémoire a été consacré pour la validation expérimentale des structures de commande synthétisées dans le premier et le deuxième chapitre. La première partie de ce chapitre a été consacré pour la validation de la commande du convertisseur boost. Premièrement, nous avons présenté en détail le banc d'essai utilisé. Ensuite, nous avons présenté les résultats expérimentaux de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée d'un convertisseur boost alimente une charge résistive. Ces résultats ont été montrés une excellente performance et confirme les résultats de simulation obtenus dans le premier chapitre. Dans la seconde partie du chapitre, nous avons présenté la validation expérimentale de la commande en boucle fermée d'un onduleur de tension triphasé alimente une charge résistive. Premièrement, nous avons présenté les différents composants constituant le banc d'essai utilisé pour cette validation tels que le filtre LC, la structure de l'onduleur et le circuit de pilotage des interrupteurs de puissance...etc. Ensuite, nous avons présenté et commenté les résultats expérimentaux obtenus qui ont été montrés également des bonnes performances et confirmés les résultats de simulation obtenus dans le deuxième chapitre.

Bibliographie

- [1] Abdelmalik ZORIG, “Modélisation et commande d’un système de production d’énergie photovoltaïque couplé au réseau triphasé”, Mémoire de Master en Electronique, Université Mohamed Boudiaf-M’sila, 2011.
- [2] Saidi Fatiha et Hamouche Khawla, “Implémentation d’un régulateur de type trois pour convertisseur DC-DC sur DSP”, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M’sila, 2017.
- [3] Hamadi Habiba et Haffaf Amina, “Commande et réalisation d’un convertisseur DC-DC(boost) entrelacé à deux bras”, Mémoire de Master en Electronique, Université Mohamed Boudiaf-M’sila, 2021
- [4] A. Akka, “Commande par logique floue d’une source décentralisée à base d’une pile SOFC”, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M’sila, Algérie, Juin, 2012.
- [5] Mlle BENASID Nadera, “Le Silicium Poreux et son rôle dans l’amélioration des performances des cellules photovoltaïques”, Mémoire de Master Université Abou-Bekr Belkaid – Tlemcen, 2021.
- [6] Garah Yaakoub, “Etude d’une chaîne de conversion d’énergie photovoltaïque raccordée au réseau électrique”, Mémoire de Master, Université Larbi Ben M’hidi - Oum El Bouaghi, 2015.
- [7] Boukharouba Abdelkader “Modélisation et diagnostic d’un onduleur triphasé par l’approche Bond-graph”, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2009.
- [8] Zorig Abdelmalik, “Commandes non linéaires d’une source décentralisée photovoltaïque à base de convertisseurs de puissance entrelacés et parallèles”, Thèse de Doctorat, Université Amer Telidji - Laghouat 2017.
- [9] Abdelaziz. Saad, “Commande et implémentation d'un onduleur de tension triphasé”, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M’sila, 2019.
- [10] Fiche technique de Mosfet “IRFP32N50K”, fournie par le fabricant, site web : www.digikey.com.
- [11] Fiche technique de la diode “BYT30PI800”, site web : www.chipdocs.com.
- [12] Fiche technique d’optocoupleur “TLP 250”, fournie par le fabricant, lien <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/32418/TOSHIBA/TLP250.html>
- [13] Site web de la société dSPACE www.dspace.com.
- [14] Fiche technique du capture de tension “LV25-P”, fournie par le fabricant, site web : www.lem.com.

[15] Fiche technique du capture du courant “LEM-LA 25-NP, fournie par le fabricant, site web :www.lem.com.

[16] Fiche technique “ IGBT K30T60 ” power electronics teaching system principle for sizing power converters,”fournie par le fabricant, lien : <https://datasheetspdf.com/datasheet/K30T60.html>

[17] Fiche technique de driver “HCPL 2200”, fournie par le fabricant, lien: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/64631/HP/HCPL-2200.html>.

[18] Fiche technique du driver “IR2111”, fournie par le fabricant, lien: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/68060/IRF/IR2111.html>.